

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

João Inácio Magalhães Duarte

**ANÁLISE DA MODULAÇÃO DE UM CONVERSOR MULTINÍVEL CASCATA
COM MÓDULOS INTEGRADOS DO TIPO FONTE DIVIDIDA PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

**Alegrete
2020**

João Inácio Magalhães Duarte

**ANÁLISE DA MODULAÇÃO DE UM CONVERSOR MULTINÍVEL CASCATA COM
MÓDULOS INTEGRADOS DO TIPO FONTE DIVIDIDA PARA SISTEMAS
FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva

**Alegrete
2020**

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

D812a Duarte, João Inácio Magalhães

Análise da modulação de um conversor multinível cascata com
módulos integrados do tipo fonte dividida para sistemas
fotovoltaicos / João Inácio Magalhães Duarte.

71 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) -- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2020.

"Orientação: Guilherme Sebastião da Silva".

1. Conversores Integrados. 2. Fonte Dividida. 3. Energia
Fotovoltaica. I. Título.



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
Universidade Federal do Pampa

JOÃO INÁCIO MAGALHÃES DUARTE

**ANÁLISE DA MODULAÇÃO DE UM CONVERSOR MULTINÍVEL CASCATA COM
MÓDULOS INTEGRADOS DO TIPO FONTE DIVIDIDA PARA SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 25 de Novembro de 2020.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva
Orientador
UNIPAMPA

Prof. Dr. Jumar Luís Russi
UNIPAMPA

Prof. Dr. Giovani Guarienti Pozzebon
UNIPAMPA



Documento assinado eletronicamente por **JUMAR LUIS RUSSI , PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR** , em 25/11/2020, às 16:11, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539. de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **GIOVANI GUARIENTI POZZEBON , PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR** , em 25/11/2020, às 16:12, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539. de 8 de outubro de 2015](#).



Assinado eletronicamente por **GUILHERME SEBASTIAO DA SILVA , PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR** , em 11/12/2020, às 15:39, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0410937** e o código CRC **63C494B5**

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550
Telefone: (55) 3422-8400

Dedico este trabalho à Deus, minha
família e minha noiva.

AGRADECIMENTO

À Deus pela força e por me guiar em tempos difíceis

Ao Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva pelo apoio e dedicação

A minha noiva pelo companheirismo e amor dado todos os dias

A minha família pelo apoio

A meus colegas Lucas Marques e Lucas Visintainer pelas horas de estudo

“Apenas que busquem
conhecimento.”

“Et Bilu”

“Sucesso é a minha única opção,
falha, não.”

Marshall Bruce Mathers III

“Eminem”

RESUMO

A geração de energia elétrica, sendo gerada, principalmente através de hidrelétricas, cresce a cada ano, à medida que a demanda que a evolução tecnológica demanda. Com a preocupação mundial com o meio ambiente, bem como o pouco incentivo para a manutenção do mesmo, faz-se necessário novas alternativas para a geração de energia do mundo, sem que a natureza seja extremamente danificada no processo. Uma dessas energias é a fotovoltaica, que no decorrer dos anos, com o desenvolvimento dos painéis solares, e o grande potencial solar do Brasil, possui a maior força em relação a pesquisas atualmente. Pesquisas do conceito em multinível cascata tem obtido novas topologias, bem como grande compatibilidade com a aplicação em sistemas fotovoltaicos, com isso, a aplicação dos painéis solares em escala industrial, torna-se muito atrativa, devido ao seu atrativo comercial e energético, com o uso de conversores, modelos de rastreamento de ponto de máxima potência, estes, por terem a possibilidade de serem aplicados diretamente na rede, representam o novo momento tecnológico no campo de energia mundial. Os conversores de ponte H possuem vasto uso na aplicação em sistemas PV, porém, uma nova topologia chamada conversor de fonte dividida pode apresentar resultados melhores e já demonstra potencial para a conexão com a rede elétrica do consumo. Com isso, este trabalho propõe a modulação de um conversor multinível com células em cascata, sendo o conversor de fonte dividida usado como conversor integrado na mesma.

Palavras-Chave: Conversores, Fonte dividida, Cascata, Modulação.

ABSTRACT

The generation of electric energy, being generated, mainly through hydroelectric plants, grows every year, as the demand that technological evolution demands. With the worldwide concern for the environment, as well as the little incentive to maintain it, it is necessary new alternatives for the world's energy generation, without the nature being extremely damaged in the process. One of these energies is the photovoltaic energy, which over the years, with the development of solar panels, and the great solar potential of Brazil, has the greatest strength in relation to researches currently. Research on the concept of multilevel cascaded has obtained new topologies, as well as great compatibility with the application in photovoltaic systems, with this, the application of solar panels on an industrial scale is very attractive due to its commercial and energetic attractiveness, with the use of converters, maximum power point tracking models, because they have the possibility of being applied directly to the grid, represent the new technological momentum in the field of world energy. The H bridge converters have been widely used in PV systems applications. However, a new topology called a split source converter can present better results and already shows potential for connection to the power grid. With this, this work proposes the modulation of a multilevel converter with cascade cells, with the split source inverter being used as the integrated converter.

Keywords: Converters, Split Source, Cascade, Modulation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversores multiníveis e suas classificações.....	22
Figura 2 – Topologia multinível de diodos de grampeamento.....	24
Figura 3 – Topologia do conversor multinível com capacitores de grampeamento.....	25
Figura 4 – Topologia do conversor multinível com células em cascata.....	26
Figura 5 – Topologia de conversor multinível em cascata trifásica de sete níveis.....	27
Figura 6 – Topologia trifásica de um conversor multinível em cascata conectado em delta.....	28
Figura 7 – Configuração do circuito de uma usina de energia fotovoltaica.....	29
Figura 8 – Esquemático de um sistema PV multi-string com barramento único.....	29
Figura 9 – Topologia multinível modular trifásica com N células por pólo.....	31
Figura 10 – Topologia do conversor de fonte dividida.....	35
Figura 11 – Técnicas de modulação para inversores multiníveis.....	37
Figura 12 – Princípio de defasagem entre as portadoras triangulares.....	39
Figura 13 – Corrente do indutor em baixa frequência.....	45
Figura 14 – Corrente do indutor em alta frequência.....	45
Figura 15 – Circuito em conceito multinível cascata.....	47
Figura 16 – Modulação para o primeiro bloco em cascata.....	48
Figura 17 – Modulação para o segundo bloco em cascata.....	48
Figura 18 – Modulação para o terceiro bloco em cascata.....	49
Figura 19 – Primeiro bloco do sistema multinível.....	49
Figura 20 – Segundo bloco do sistema multinível.....	50
Figura 21 – Terceiro bloco do sistema multinível.....	50
Figura 22 – Corrente conectada à rede.....	52
Figura 23 – FFT da corrente.....	52
Figura 24 – FFT da corrente.....	53
Figura 25 – FFT da corrente.....	53
Figura 26 – Corrente conectada à rede.....	53
Figura 27 – FFT da corrente.....	54
Figura 28 – Corrente conectada à rede.....	54
Figura 29 – FFT da corrente.....	55

Figura 30 – Corrente conectada à rede.....	55
Figura 31 – FFT da corrente.....	56
Figura 32 – Corrente conectada à rede.....	56
Figura 33 – FFT da corrente.....	56
Figura 34 – Corrente conectada à rede.....	57
Figura 35 – FFT da corrente.....	57
Figura 36 – Gráfico da THD em função do índice de modulação.....	58
Figura 37 – Tensão de saída para diferentes valores.....	58
Figura 38 – FFT da tensão de saída.....	59
Figura 39 – Tensão de saída para diferentes valores.....	59
Figura 40 – FFT da tensão de saída.....	59
Figura 41 – Tensão de saída para diferentes valores.....	60
Figura 42 – FFT da tensão de saída.....	60
Figura 43 – Tensão de saída para diferentes valores.....	60
Figura 44 – FFT da tensão de saída.....	61
Figura 45 – Tensão de saída para diferentes valores.....	61
Figura 46 – FFT da tensão de saída.....	61
Figura 47 – Tensão de saída para diferentes valores.....	62
Figura 48 – FFT da tensão de saída.....	62
Figura 49 – Tensão de saída para diferentes valores.....	62
Figura 50 – FFT da tensão de saída.....	63
Figura 51 – Gráfico da THD em função do índice de modulação.....	63
Figura 52 – THD da corrente de saída em função do índice de modulação.....	64
Figura 53 – Valores da THD da tensão de saída em função do índice de modulação.....	66

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre o desempenho de diferentes topologias de conversores multiníveis com células em cascata.....	32
Tabela 2 – Parâmetros do sistema	40
Tabela 3 – Valores da THD da corrente de saída para diferentes valores.....	64
Tabela 4 – Valores da THD da tensão de saída para diferentes valores.....	65

LISTA DE ABREVIATURAS

- n. – níveis
- CC – Corrente contínua
- CHB – Ponte H em Cascata (*Cascaded H-Bridge*)
- DC – Diodo Preso (*Diode Clamped*)
- FC – Capacitor Voador (*Flying Capacitor*)
- FFT – Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*)
- HVDC – Transmissão de Corrente Contínua (*High Voltage Direct Current*)
- MMC – Conversor Multinível Modular (*Modular Multilevel Converter*)
- MMI – Inversores Multiníveis Modulares (*Modular Multilevel Inverter*)
- MPPT – Rastreamento Máximo de Potência (*Maximum Power Point Tracking*)
- PS – Deslocamento de Fase (*Phase-Shift*)
- PV. – Fotovoltaic
- SM – Submódulos (*Submodules*)
- THD – Taxa de Distorção Harmônica Total (*Total Harmonic Distortion*)
- TL – Tensão de Leitura
- TN – Tensão Nominal
- VSI – Inversor de Fonte de Tensão (*Voltage Source Inverter*)

LISTA DE SIGLAS

- $\Delta I_{L_{bf}}$ – Variação de corrente no indutor
- ω – Frequência angular
- θ_{tri} – Ângulo do sistema trifásico
- C – Capacitor
- D_{conv} – Razão cíclica do conversor
- f - Frequência da rede
- f_{si} – Frequência de operação do sistema
- f_{tri} – Frequência trifásica
- G_{total} – Ganho total
- G_{boost} - Ganho do conversor boost
- I_{gpc} – Corrente da rede de pico
- I_g – Corrente da rede
- I_{inv} – Corrente do inversor
- I_{Lafmax} – Corrente máxima do indutor de alta de frequência
- I_{Laf} – Corrente de alta frequência do indutor
- I_{Lbf} – Corrente de baixa frequência do indutor
- L_{min} – Indutância mínima
- m - Índice de modulação
- P_{pv} - Potência do sistema fotovoltaico
- T_{si} – Período do sistema
- V_g – Tensão da rede
- V_{Laf} – Tensão do indutor de alta frequência
- V_{Lbf} – Tensão do indutor de baixa frequência
- V_{inv} – Tensão do inversor
- V_{offset} – Tensão de offset
- V_{sin} – Tensão senoidal
- V_{pv} – Tensão do sistema fotovoltaico
- V_{tri} – Tensão Trifásica
- Z_R – Impedância resistiva
- Z_L – Impedância da carga

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	18
1.1 OBJETIVOS GERAIS	20
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	20
1.3 JUSTIFICATIVA.....	20
1.4 ESTRUTURA DO TCC.....	21
2 CONCEITOS GERAIS E REVISÃO DE LITERATURA.....	22
2.1 Topologias de conversores multiníveis.....	22
2.2 Conversor multinível com diodos de grampeamento.....	24
2.3 Conversor multinível com capacitores de grampeamento.....	24
2.4 Conversor multinível com células em cascata.....	25
2.5 Conversor multinível modular.....	30
2.6 Comparação de topologias de células para conversores multiníveis em cascata.....	32
2.7 Topologia fonte dividida.....	34
3 METODOLOGIA.....	35
3.1 Princípio de funcionamento do conversor de fonte dividida.....	35
3.1.1 Ganho estático do conversor.....	36
3.2 Estratégia de modulação adotada.....	37
3.3 Projeto dos elementos passivos do sistema.....	40
3.4 Capacitor do barramento CC.....	41
3.5 Indutor principal.....	43
3.5.1 Indutor L conectado à rede.....	46
4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	47
4.1 Topologia em cascata multinível.....	47

4.2 Análise da THD para diferentes valores do ganho.....	50
4.2.1 Análise da corrente conectada à rede e sua THD.....	52
4.2.2 Análise da tensão conectada à rede e sua THD.....	58
4.3 Análise da corrente conectada à rede e sua THD para diferentes valores do barramento.....	63
4.3.1 Análise da tensão conectada à rede e sua THD para diferentes valores do barramento.....	64
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	66
REFERÊNCIAS.....	67

1 INTRODUÇÃO

De acordo com (ENERGIA, 2016), com o aumento da demanda de energia mundial de 55% até o ano de 2030, com média de crescimento em 2,5% ao ano, tem-se uma grande preocupação em como a geração de energia será realizada de forma limpa, sem prejuízos ao meio ambiente. Assim, fontes alternativas de energia são o principal foco de pesquisas para o desenvolvimento do país.

O atrativo para pesquisas da energia solar no Brasil, deve-se, principalmente ao grande potencial ainda inexplorado do território nacional. A Alemanha, que por muitos anos foi a principal geradora de energia fotovoltaica do mundo, não se compara em termos de potencial ao Brasil, visto que, segundo dados, o pior local de incidência solar no país, possui um melhor aproveitamento quando comparado com o território alemão.

Em um levantamento feito pela Agência Internacional de Energia (IEA), a energia solar poderia responder por cerca de 11% da oferta mundial de energia elétrica em 2050, para suprir uma demanda crescente de algo próximo de 5.000 TWh (ENERGIA, 2016). A energia solar, é uma fonte inesgotável de recursos energéticos, visto que a mesma pode ser aproveitada na forma de calor ou na forma de luz

A energia fotovoltaica, trabalha com a radiação solar que incide nos painéis fotovoltaicos, que são constituídos do material semicondutor silício, que é um dos elementos mais abundantes da Terra, o que contribui para o processo de fabricação do painel, possibilitando a sua produção em grande escala. Para um melhor aproveitamento dos módulos solares, faz-se necessário a instalação dos mesmos em locais sem sombreamento, como telhados, afim de evitar uma perda de eficiência da geração de energia durante o dia. Os sistemas fotovoltaicos (PV) são classificados como híbridos, isolados e conectados à rede.

Os sistemas híbridos são conectados à rede e integrados com um sistema de armazenamento de energia. Já os sistemas isolados, não são conectados à rede elétrica, visto que estes, abastecem diretamente as cargas. Esse tipo de sistema geralmente é utilizado para uso local e específico. Por fim, os sistemas conectados à rede, que são a temática da presente proposta, caracterizam-se pela energia gerada pelos módulos solares, os quais representam uma fonte de energia complementar a que a distribuidora entrega para os clientes.

Com os investimentos exponenciais e constantes na aplicação da energia solar, uma aplicação em maior escala de geração de energia, faz-se extremamente importante o uso de conversores multiníveis para a obtenção de maiores quantidades de energia adquirida pelos sistemas fotovoltaicos aplicados à rede. O custo de manutenção pode ser alto, afetando significativamente a eficácia de custo geral dos sistemas fotovoltaicos. Portanto, o desenvolvimento de conversores de energia com vida útil prolongada torna a energia solar mais competitiva economicamente (YU e colab., 2015).

Conversores convencionais de fonte de tensão de dois níveis são a topologia mais comum entre os conversores comerciais de energia disponíveis no mercado. No entanto, uma falha ocorrendo em qualquer dispositivo de energia ou seu *gate-driver* é prejudicial e leva à queda de todo o sistema. Por outro lado, os conversores multiníveis são menos confiáveis, devido ao grande número de chaves semicondutoras nas topologias. No entanto, a redundância interna inerente e a liberdade de controle dos conversores multiníveis permitem uma tolerância à falhas de operação, que pode melhorar sua confiabilidade (RICHARDEAU e PHAM, 2013).

Conversores multiníveis em cascata são uma solução promissora para usinas fotovoltaicas conectadas à rede de média e larga escala, devido a sua habilidade de produzir tensão de saída de alta qualidade e formas de onda de corrente nas faixas de média e alta tensão, enquanto estas exigem semicondutores de baixa potência nominal de tensão e capacitores CC (TAFTI e colab., 2018). Os conversores multiníveis têm despertado grande interesse de diversas áreas de aplicação industrial, principalmente porque trabalham com altos níveis de tensão, e ao mesmo tempo, fazem uso de dispositivos semicondutores com baixo limite de tensão. Além disso, proporcionam baixa taxa de distorção harmônica total (THD), quando comparados com conversores estáticos de dois níveis (SILVA, 2013).

A estrutura de um conversor multinível cascata baseia-se na associação em cascata de vários conversores estáticos, para gerar os n níveis na tensão de saída. Embora cada conversor utilize uma fonte de tensão CC independente, esta topologia evita a utilização extra de diodos de fixação ou capacitores flutuantes quando se aumenta o número de níveis do conversor (CALOR e PINTO, 2010). Entretanto, o uso de módulos solares substituindo as fontes que são essenciais em cada célula da

estrutura em cascata, evitam a obrigatoriedade de implementação de uma fonte a cada célula do conversor aplicado proporciona.

O conversor de fonte dividida, recentemente foi proposto (ABDELHAKIM, 2016). Esta topologia requer apenas um indutor para ser integrado em um inversor de dois níveis por meio de diodos (LEE e HENG, 2017). Os principais benefícios da topologia SSI são correntes de entrada contínua, a tensão constante do inversor com uma componente de baixa frequência e uma abordagem normal que emprega os mesmos oito estados do VSI (YADAV e colab., 2017). Esta topologia é uma extensão para o conversor *boost* (Elevador) combinado com o VSI (*Voltage Source Inverter*) trifásico conectando o indutor de entrada aos pontos de divisão da ponte via diodos (ABDELHAKIM, Ahmed e colab., 2015).

1.1 Objetivos Gerais

Este trabalho tem o propósito de estudar e explorar os pontos de operação de uma topologia recentemente introduzida na literatura, o conversor de fonte dividida, aliando seus benefícios ao conceito multinível em cascata para sistemas fotovoltaicos.

1.2 Objetivos Específicos

- Tem-se como objetivos específicos o estudo e a simulação do conversor multinível com células em cascata juntamente com o conversor com fonte dividida.
- Seus efeitos quando conectado à rede.

1.3 Justificativa

O conceito da topologia cascata de conversores multiníveis em cascata foi proposto por Baker (1975). O termo cascata é assim denominado, por existir a conexão de N células em série. Nessa topologia, há a economia quanto a utilização extra de diodos de fixação ou capacitores flutuantes, à medida que o número de níveis do conversor aumenta. Entretanto, na conexão em cascata, cada célula do conversor necessita da utilização de uma fonte de tensão CC independente.

Desta forma o uso do conversor de fonte dividida como célula que possibilita a alimentação das células por intermédio dos painéis fotovoltaicos que são conectados

em série para N número de células, uma vez que existe um conversor elevador integrado ao SSI Com isto, nesta proposta, apresenta-se o estudo sobre a topologia multinível com o conversor de fonte dividida atuando como célula do multinível.

A forma de onda do conversor SSI em cascata, possui a forma de onda multinível diferente da topologia *full bridge* (Ponte H) onde os multiníveis estão bem definidos e no caso SSI, temos distorções em diferentes níveis. Dito isso, faz-se a análise da THD devido a estes níveis não possuírem a mesma característica para diferentes níveis de índice de modulação.

1.4 Estrutura do TCC

O trabalho está dividido em 4 capítulos, os quais estão descritos abaixo.

- No Capítulo 1 apresenta-se a introdução, objetivos gerais e específicos do presente trabalho.
- No Capítulo 2, apresentar-se-ão diversos trabalhos que serviram como o alicerce para o tema nos últimos anos, possibilitando assim, a análise necessária para o trabalho aqui realizado.
- No Capítulo 3 analisa-se a metodologia e o funcionamento da topologia multinível proposta, buscando discorrer profundamente os meios de obtenção dos parâmetros, assim como a validação para o sistema utilizado.
- No Capítulo 4 apresenta-se a análise dos resultados obtidos através das simulações realizadas.
- Por fim, o Capítulo 5 apresenta-se as conclusões referentes aos resultados obtidos no presente trabalho.

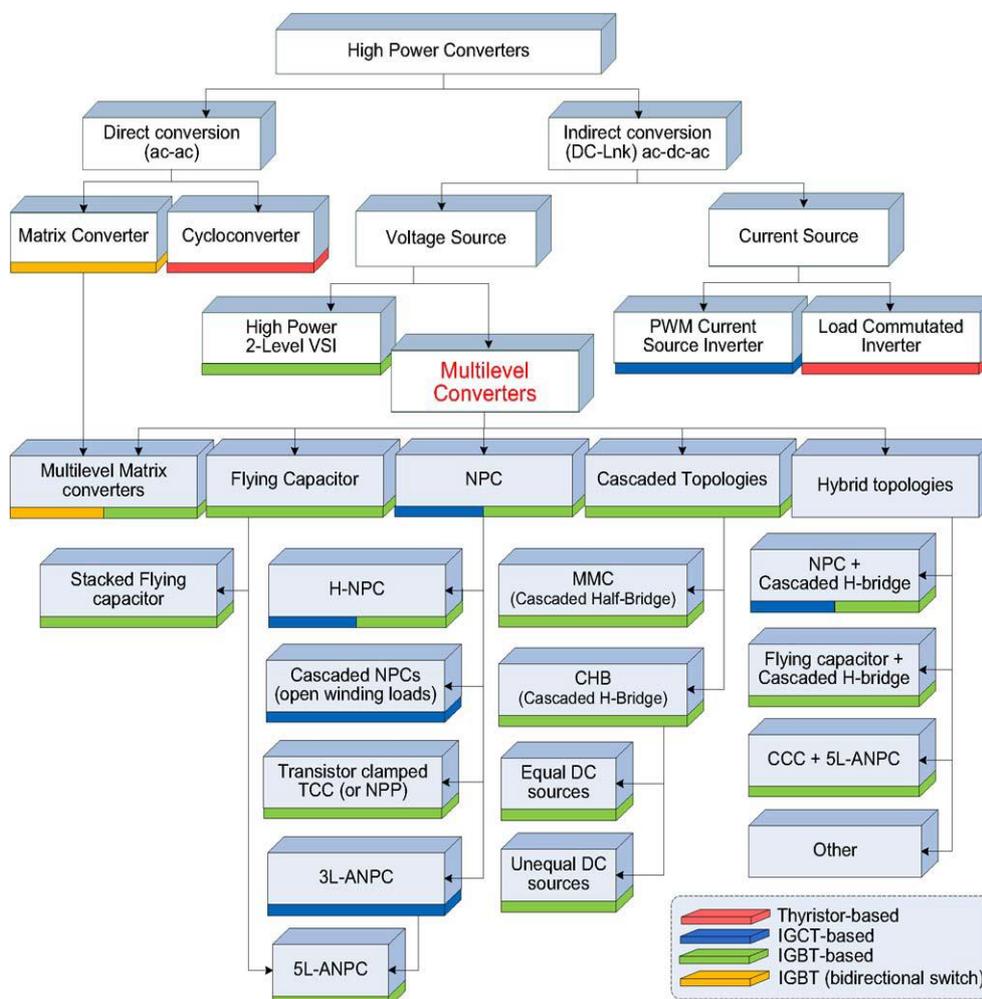
2 CONCEITOS GERAIS E REVISÃO DE LITERATURA

2.1 Topologias de conversores multiníveis

Nas últimas três décadas, diversas topologias de conversores multiníveis têm sido desenvolvidas, tendo como foco principal as aplicações de altas potências em média e alta tensão (KONSTANTINOY e Colab., 2011).

Os conversores multiníveis operam nas faixas de média e alta tensão, cuja classificação é dada pela Figura 1.

Figura 1. Conversores multiníveis e suas classificações.



Fonte: (KOURO e colab., 2010).

Com relação às topologias dos conversores multiníveis, é importante ressaltar as topologias mais usadas, sendo elas, a de conversor multinível com diodos de

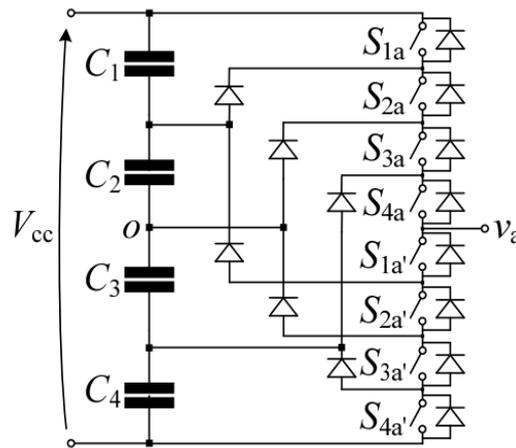
grampeamento (*Diode Clamped* – DC), conversores multinível com capacitores flutuantes (*Flying Capacitor* – FC), conversor multinível com células em cascata (*Cascaded H-Bridge* – CHB), e o conversor multinível modular (*Modular Multilevel Converter* – MMC).

Dito isto, as topologias citadas acima, são percorridas detalhadamente, com suas vantagens, desvantagens e diferenças.

2.2 Conversor multinível com diodos de grampeamento

O conceito dessa topologia foi introduzido por Baker no início dos anos 80 (BAKER, 1980). Sua estrutura é representada pela Figura 2.

Figura 2. Topologia do conversor multinível com capacitores de grampeamento



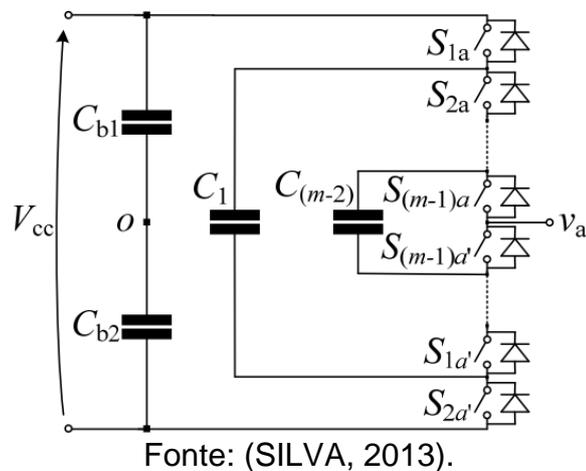
Fonte: (SILVA, 2013).

Nesta topologia, o aumento do número de níveis impõe a necessidade de um elevado número de diodos de grampeamento (SILVA, 2013). Esta característica estabelece uma relação quadrática entre o número de níveis e o número de diodos de grampeamento, dado por $3(m-1)(m-2)$ (RECH e PINHEIRO, 2007). Nessa equação, m representa o número de níveis da tensão de fase. No caso de m alcançar um valor alto, o número de diodos que serão necessários aumentará extremamente a dificuldade de implementação do sistema. Apesar dessa desvantagem, a topologia de diodos de grampeamento, contém vantagens como a tensão de saída apresentar um menor conteúdo harmônico, o que possibilita a redução significativa de filtros passivos.

2.3 Conversor multinível com capacitores de grampeamento

A topologia com capacitor de grampeamento (*Flying Capacitor – FC*) foi apresentada por Meynard e Foch (1992). Esta topologia contém estados de condução redundantes para sintetizar a tensão de fase, o que é uma vantagem. A sua topologia é apresentada na Figura 3.

Figura 3. Topologia do conversor multinível com capacitores de grampeamento



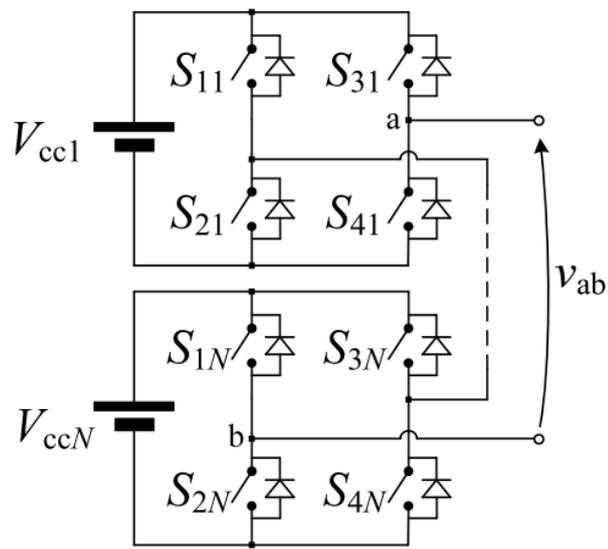
Esta topologia, sendo monofásica, tem $(m-1)(m-2)/2$ capacitores de grampeamento e $2(m-1)$ chaves semicondutoras (RECH e PINHEIRO, 2007).

Nota-se que a desvantagem quanto à topologia do conversor multinível com capacitores de grampeamento, é a necessidade de uma estratégia de compensação das tensões dos capacitores com o intuito de obter tensões de grampeamento semelhantes em todas as chaves semicondutoras. Contudo, o aumento do número de níveis torna a estratégia de difícil implementação, além de exigir uma grande escala de capacitores, visto que precisam estar em série para que obtenham a mesma tensão.

2.4 Conversor multinível com células em cascata

Este tipo de topologia foi proposta em 1975 por Baker. O termo cascata é assim denominado, por existir a conexão em série de n células em série, que é ilustrada na Figura 4.

Figura 4. Topologia do conversor multinível com células em cascata.



Fonte: (SILVA, 2013).

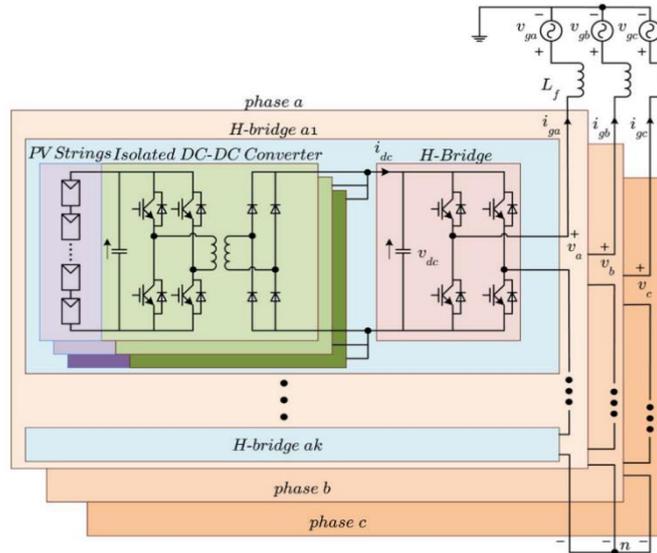
A topologia de conversor multinível em cascata, apresenta perdas de comutação reduzidas, maior eficiência de conversão e uma estrutura modular, além de ser facilmente estendida (YU e colab ., 2015).

Os conversores com células em cascata, tem em sua função, a síntese das formas de onda de tensão multinível com a soma das tensões de saída do número de células da configuração série da ponte completa. Em relação às tensões que operam em cada célula do conversor, a mesma é dita simétrica ou assimétrica. Enquanto na simétrica, tem-se uma igualdade de tensões em todas células, na assimétrica, ao menos uma das tensões será diferente do restante, o que possibilita elevar o número de níveis para uma mesma quantidade de interruptores.

A aplicação em escala industrial, para média e alta tensão, é o grande atrativo para o conversor multinível em cascata, como filtros de potência, acionamento de motores de indução e geradores eólicos. Tendo em vista a baixa frequência de comutação que cada semicondutor da ponte H apresenta, reduzindo perdas nas chaves semicondutoras. A conexão direta em redes de média tensão, consegue remover a necessidade de transformadores de frequência grandes e caros.

Outros estudos de grande importância têm sido realizados, na Figura 5, é apresentado uma topologia trifásica em cascata.

Figura 5. Topologia de conversor multinível em cascata trifásica de sete níveis $(2k+1)$.

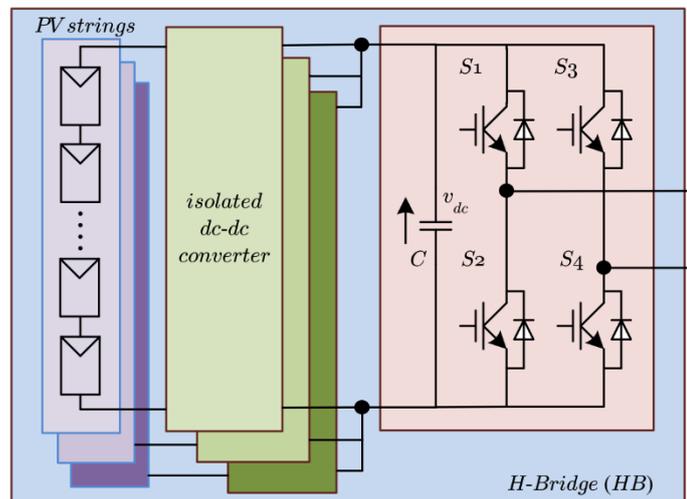


Fonte: (YU e colab., 2015).

A topologia da Figura 5, consiste em nove pontes H, sendo três por fase, cada uma alimentada por múltiplos laços de módulos PV via conversores CC-CC. Cada conversor CC-CC possui MPPT independente para maximizar a potência. Um transformador de alta frequência é incluído no conversor CC-CC por duas razões, sendo a primeira para isolar os módulos PV da rede, visto que comercialmente, módulos PV são criados para suportar no máximo 1000 V entre a parte ativa e a estrutura aterrada. A segunda razão é que o transformador auxilia no aumento do ganho de tensão para que o MPPT consiga ser atingido, mesmo em índices baixos de irradiação.

No estudo da topologia em delta conectada à rede, tem-se a Figura 6.

Figura 6. Topologia trifásica de um conversor multinível em cascata conectado em delta.

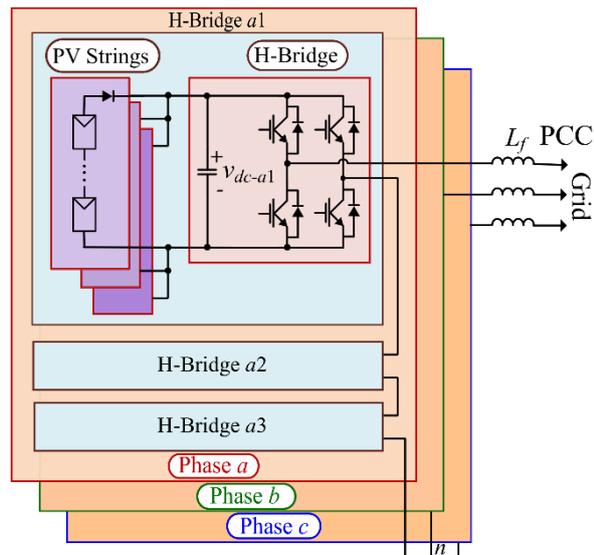


Fonte: (YU e colab., 2017).

Na topologia apresentada na Figura 6, cada fase consiste de um número N de pontes, sendo que cada ponte é alimentada por diversos módulos solares por conversores CC-CC isolados. O mesmo princípio na topologia trifásica de sete níveis pode ser aplicada à topologia conectada em delta, ou seja, com transformadores de alta frequência para isolar os módulos PV da rede, já que os módulos PV comerciais são desenvolvidos para aguentar no máximo 1000 V entre a parte ativa e a estrutura aterrada.

Para outro estudo de (YU e colab., 2017), tem-se a Figura 7.

Figura 7. Configuração do circuito de uma usina de energia fotovoltaica conectada à rede com conversor de 7L-CHB

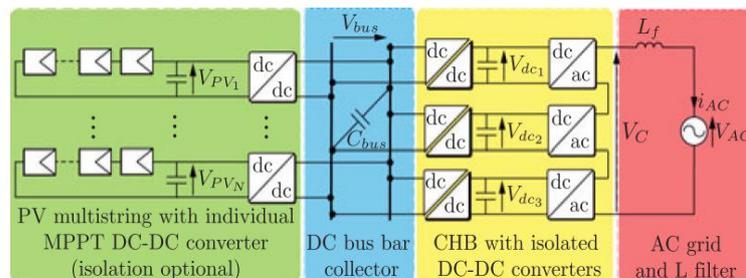


Fonte: (TAFTI e colab., 2018).

O funcionamento da topologia da Figura 7 tem o mesmo princípio das Figuras 5 e 6.

Para o estudo de um único barramento CC com conversores ponte H em cascata, tem-se a Figura 8.

Figura 8. Esquemático de um sistema PV *multi-string* (Múltiplos laços) com barramento único.



Fonte: (FUENTES e colab, 2017).

A estrutura proposta da Figura 8, consiste em laços independentes de PV conectados à um único barramento CC coletor através de conversores elevadores CC-CC, que realizam o MPPT para cada laço de PV.

A topologia descrita, apresenta diversas vantagens, como a frequência de comutação necessária e as perdas de energia resultantes são menores que a solução convencional de dois níveis, uma vez que as tensões de saída do conversor exibem formas de onda de vários níveis.

Estudos de simulação para o conversor multinível em delta conectado em cascata tem demonstrado potencial para operar com a interface severa do desequilíbrio de potência em aplicações fotovoltaicas (YU e colab, 2017).

Uma das grandes desvantagens do método multinível em cascata é a exigência de fontes CC isoladas em cada célula que precisam ser alimentadas. Porém quando usado em sistemas fotovoltaicos (PV), podem ser diretamente conectados em várias sequências de células fotovoltaicas.

Em sistemas fotovoltaicos, a geração de potência de cada ponte pode ser diferente, devido a diversos fatores, como uma incidência solar irregular, diferentes temperaturas nos módulos, sombreamento parcial e temperatura ambiente desigual.

Entretanto, um sistema fotovoltaico conectado à rede com conversores multinível em cascata pode apresentar um desequilíbrio entre fases, o que ocorre quando cada fase gera uma quantidade diferente de energia como resultado das correntes de fase desequilibradas ou sombreamento parcial (TAFTI e colab, 2018). Esse desequilíbrio, pode ocasionar diversos problemas, como piorar a qualidade da tensão de saída do conversor.

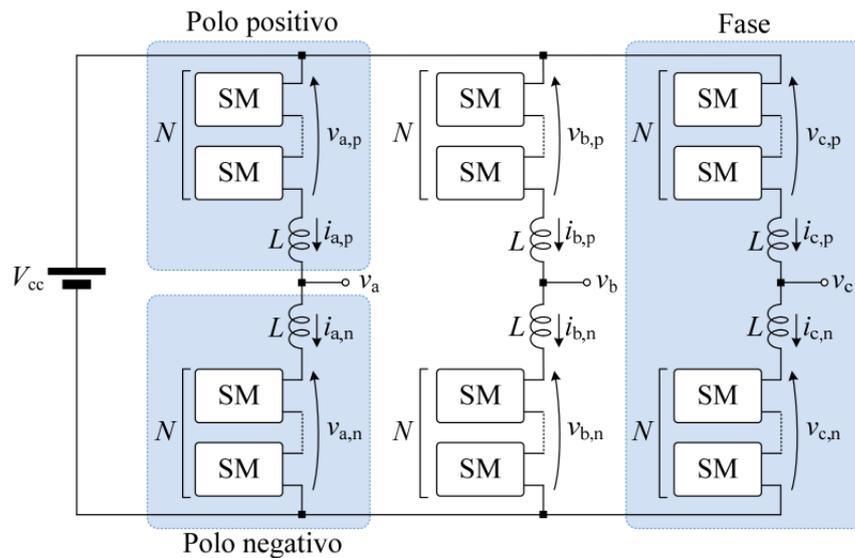
2.5 Conversor multinível modular

O conversor multinível modular (Modular Multilevel Converter – MMC) foi proposto em 2001 por MARQUARDT (2001). O mesmo, é composto por N submódulos (SMs) meia-ponte que são conectados em série. Apesar deste conversor normalmente operar com tensões iguais em cada capacitor, é possível o uso de tensões distintas nos mesmos para aumentar o número de níveis sintetizados na tensão de saída e, conseqüentemente, reduzir o tamanho/peso de filtros passivos, conforme já realizado para outros conversores multiníveis (RECH e PINHEIRO, 2007).

Este conversor, foi aplicado em seu início, em veículos de tração elétrica e também na interligação de sistemas elétricos de potência através de linhas de transmissão com corrente contínua e alta tensão (High Voltage Direct Current – HVDC) (SILVA, 2013).

Na Figura 9, tem-se a topologia de um conversor multinível modular trifásico.

Figura 9. Topologia multinível modular trifásica com N células por pólo.



Fonte: (SILVA, 2013).

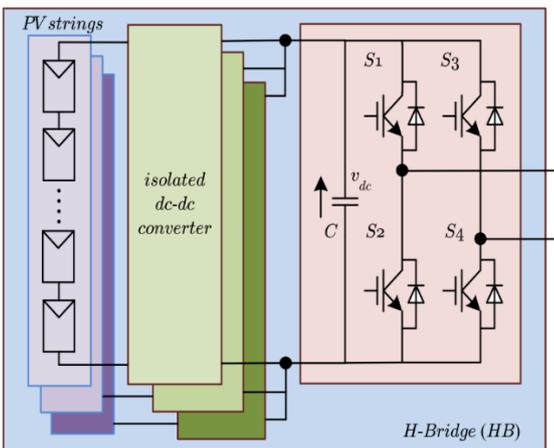
Dentre as vantagens que são importantes ressaltar, tem-se que o barramento CC comum não necessita de fontes CC isoladas. Diferentemente do método em cascata, a sua construção é de fácil implementação para diferentes níveis de tensão e potência e somente mantém-se quando a classificação da mesma é simétrica. A topologia multinível possui baixa THD. Na sua aplicação industrial, tem-se vantagens como a padronização de dispositivos semicondutores e operação redundante, com maior disponibilidade no caso de uma eventual perda de um SM. No quesito do gerenciamento de falhas, o mesmo possui a capacidade de operação de forma segura no caso de falha de algum dispositivo.

As desvantagens do método modular, é que a tensão de bloqueio, sendo o dobro se comparada ao método de cascata, as tensões dos capacitores flutuantes devem ser reguladas.

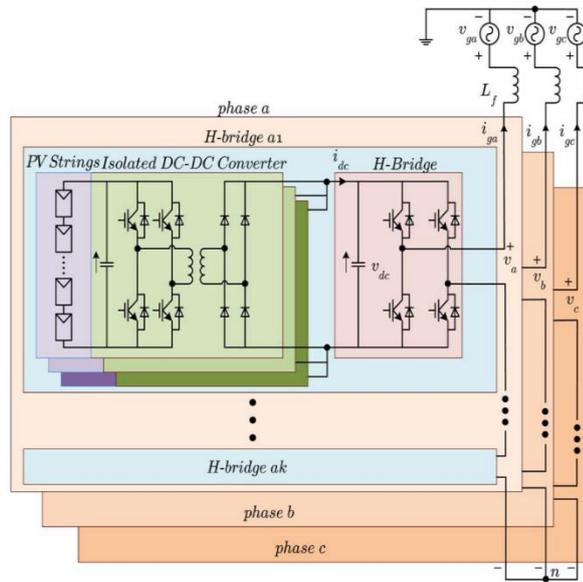
2.6 Comparação de topologias de células para conversores multiníveis em cascata

Estudos com o intuito de apresentar novas topologias, são essenciais para a contínua busca por excelência e eficiência, com isso, a Tabela 1 mostra diferentes topologias, com suas vantagens e desvantagens quando aplicadas à conversores multiníveis com células em cascata.

Tabela 1. Comparativo entre o desempenho de diferentes topologias de conversores multiníveis com células em cascata.

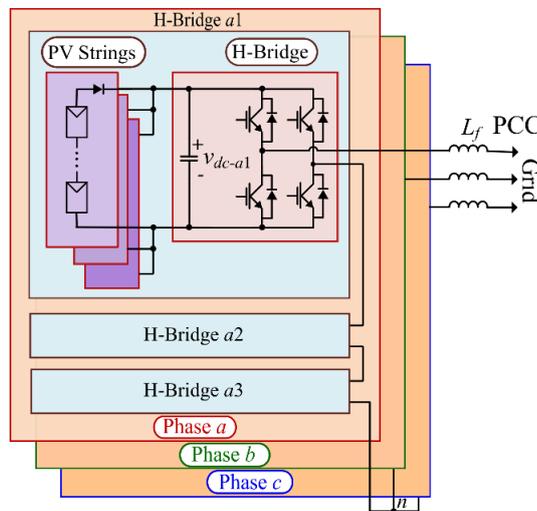
Referência	Topologia da célula	Vantagens e desvantagens
(YU e colab., 2017)		<p>Estudos através de simulações tem demonstrado grande potencial para lidar com o severo desbalanço de interface de potência em aplicações de sistemas PV.</p> <p>Com geração balanceada PV, a conexão em delta requer um maior número de pontes em cascata em série do que uma configuração em estrela.</p>

(YU e colab., 2015)



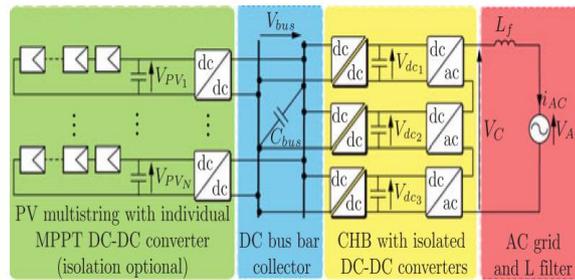
A topologia descrita apresenta diversas vantagens, como a frequência de comutação necessária e as perdas de energia resultantes são menores que a solução convencional de dois níveis, uma vez que as tensões de saída do conversor exibem formas de onda de vários níveis.

(TAFTI e colab., 2018)



Possuindo um grande potencial para média e larga escala, o mesmo tem em suas vantagens a baixa frequência de comutação de cada semiconductor da ponte H, resultando na diminuição das perdas nas chaves semicondutoras, conexão direta em redes de média tensão, eliminam a necessidade de transformação de frequência de linha grandes e caras.

(FUENTE S e colab., 2017)



A desvantagem de desbalanceamento nas células no conversor, sendo que no caso de sistemas trifásicos onde o desbalanceamento de potência deve ser tratado.

Fonte: Elaborado pelo autor.

2.7 Topologia de fonte dividida

Conversores CC-CA de estágio único tem recebido atenção devido às suas características em termos de tamanho, custo, peso e complexidade de todo o sistema (ABDELHAKIM, 2015). A topologia do conversor de fonte dividida utiliza um número reduzido de componentes, possuindo tensão CC constante e corrente de entrada contínua. Os inversores multiníveis são a solução mais comum para aplicações em sistemas fotovoltaicos quando as classificações dos dispositivos forem necessárias (RODRIGUEZ, 2007). Com isso diferentes tecnologias se fazem disponíveis para o uso em conexão de sistemas conectados à rede. Entre os inversores multinível, as topologias de ponte H em cascata apresentam as vantagens da modularidade, visto que as mesmas podem ser projetadas a partir de várias unidades de módulo de ponte H monofásicos (ABDULSALAM, 2019). Nas seções a seguir, apresentar-se-ão o princípio de funcionamento do conversor de fonte dividida bem como as simulações e resultados obtidos através da variação do ganho e tensão do barramento CC.

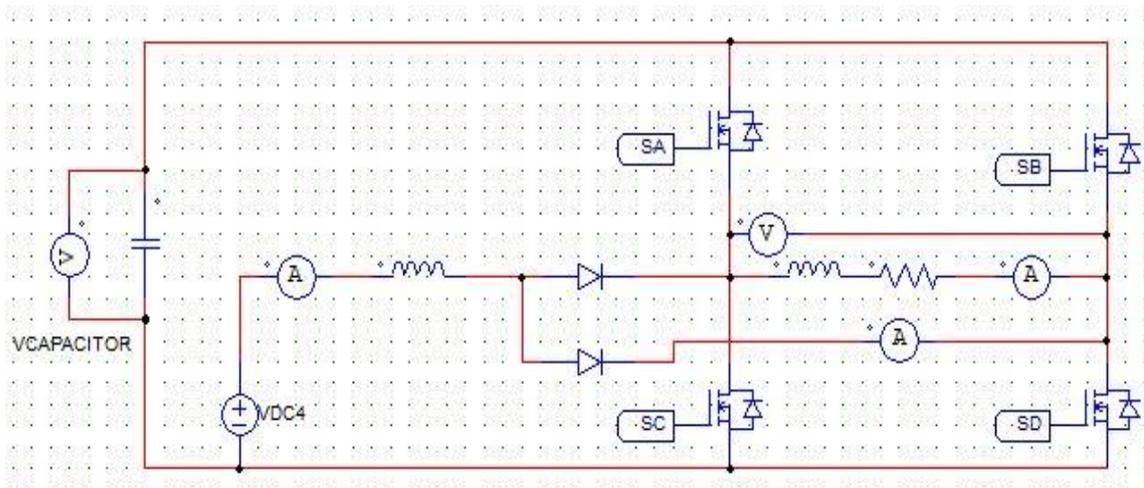
3. METODOLOGIA

3.1 Princípio de funcionamento do conversor de fonte dividida

Para a topologia proposta, faz-se uso do conversor de fonte dividida, que atua como conversor integrado, contando com um conversor elevador em sua estrutura, junto com os diodos da mesma, que conectam o indutor aos pontos de divisão da ponte.

A topologia do conversor de fonte dividida é dada pela Figura 10.

Figura 10. Topologia do conversor de fonte dividida.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os estados de operação do conversor de fonte dividida são dados da seguinte forma:

- O estado 1 significa que a chave está ligada e 0, desligada.
- Na primeira comutação, tem-se SA e SB no estado “11”, visto que as chaves $\overline{S_a}$ e $\overline{S_b}$ são chaves inversas a SA e SB, respectivamente, tem-se $\overline{S_a}$ e $\overline{S_b}$ no estado “00”.
- No estado “10”, quando a chave SA estiver em 1 e SB em 0, a chave $\overline{S_a}$, com a lógica terá o nível 0 e a chave $\overline{S_b}$ terá seu nível em 1, visto que o nível de SB está em 0.
- No terceiro momento, tem-se o estado “01”, o que representa a chave SA desligada e SB ligada, logo, $\overline{S_a}$, com seu estado inverso à SA, terá seu nível 1 e $\overline{S_b}$ terá seu nível em 0.

- No último momento, tem-se o estado “00”, em que SA e SB estão desligadas, logo, suas chaves inversas \overline{Sa} e b estarão com o estado 11.

As simulações práticas envolvendo o conceito multinível em cascata serão desenvolvidas posteriormente, usando blocos representando o conversor de fonte dividida, que representarão as células em cascata do conceito descrito.

3.1.1 Ganho estático do conversor

Para o ganho total do inversor, faz-se a relação entre a saída e a entrada do sistema, dado pela Equação (1). Já na Equação (2), tem-se descrito, o comportamento do conversor *boost* (Elevador), sendo no caso, um comportamento elevador em relação ao barramento CC. Finalmente, na Equação (3), apresenta-se o comportamento abaixador do mesmo.

$$G_{total} = \frac{V_g}{3V_{pv}} \quad (1)$$

$$G_{boost} = \frac{V_{inv}}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D_{conv}} \quad (2)$$

$$m = \frac{V_g}{V_{inv}} = \frac{V_{sin}}{V_{tri}} \quad (3)$$

A razão cíclica, denominada D_{conv} , é descrita pela Equação (4).

$$D_{conv} = 1 - \frac{V_{offset}}{V_{tri}} \quad (4)$$

Pode-se obter a Equação (5), que é o resultado da substituição da Equação (2) em função da variável V_{inv} , e Equação (3) em função de V_g na Equação (1).

$$G_{total} = \frac{m}{1 - D_{conv}} \quad (5)$$

Seguindo o mesmo raciocínio, obtém-se a variável V_{offset} ao substituirmos as Equações (3) e (4) na Equação (5).

$$V_{\text{offset}} = \frac{V_{\text{sin}}}{G_{\text{total}}} \quad (6)$$

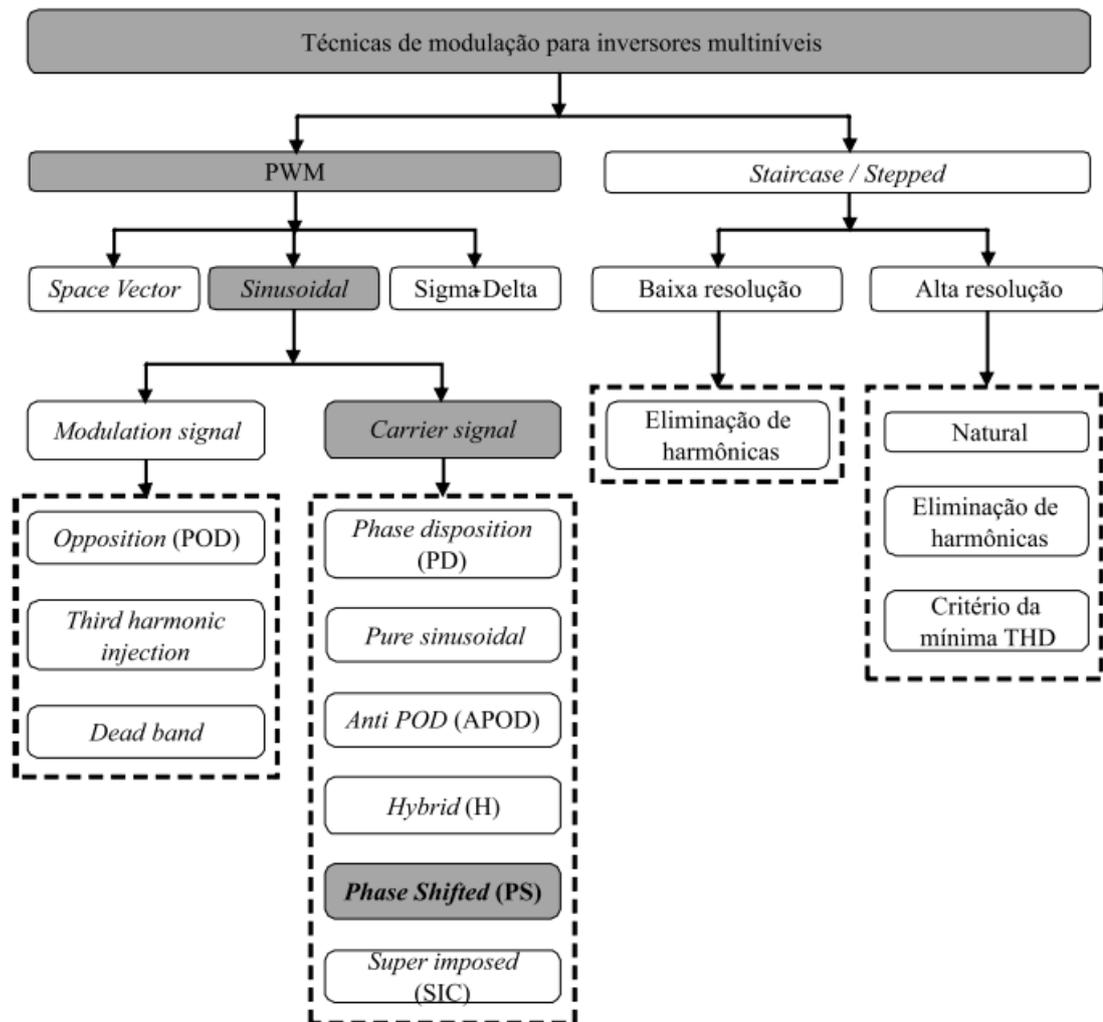
Para o sistema de fonte dividida operar na condição dita como elevadora, tem-se a Equação (7).

$$m + D_{\text{conv}} > 1 \quad (7)$$

3.2 Estratégia de modulação adotada

Na Figura 11, apresentam-se as técnicas de modulação para inversores multiníveis.

Figura 11. Técnicas de modulação para inversores multiníveis.



Fonte: (RODRIGUES, 2019).

A estratégia de modulação adotada foi a PS (*Phase-Shift*) que pode ser considerada um padrão da indústria em sua aplicação para conversores multiníveis em ponte H. A principal vantagem desse esquema sobre os esquemas de modulação de vetor de espaço e deslocamento de nível é a sua capacidade inerente de distribuir uniformemente as perdas entre dispositivos semicondutores (TOWNSEND, et al 2015).

A estratégia PS é usado para inversores multiníveis modulares. Quando o mesmo é aplicado a um sistema MMI (*Modular Multilevel Inverter*) com “ N ” submódulos, haverá um total de $2n$ carregadores triangulares com uma frequência f e um sinal de referência de $2n$ (THANKACHY e colab, 2016).

No caso de inversores de células em cascata, ao usarmos a estratégia PS, tem-se um número de portadoras triangulares com valor igual ao número de inversores monofásicos. Assim, obtém-se o período em função da frequência das portadoras triangulares de variável f_{tri} , dado pela Equação (8).

$$T = \frac{1}{(n.f_{tri})} \quad (8)$$

A frequência de modulação m_{freq} tem em sua característica a multiplicidade de três para evitar que superposições harmônicas com a frequência fundamental f_o nas tensões de saída dos inversores (DA SILVA e colab, 2008). Com isso, tem-se a Equação (9) que descreve a frequência de modulação.

$$freq_{modulacao} = \frac{f_{tri}}{f_o} \quad (9)$$

Para a defasagem dos inversores em série, tem-se a Equação (10), a qual fornece o ângulo de defasagem entre os níveis de cada nível referente ao inversor monofásico.

$$\theta_{tri} = (i - 1) \cdot \frac{\pi}{n} \quad (10)$$

Onde i representa a ordem do inversor monofásico (primeiro, segundo, etc.), e n é o número de células inversoras monofásicas por fase (DA SILVA e colab, 2008).

Na topologia multinível em cascata, o número de níveis da tensão de saída é dado em função do número n de fontes CC (DA SILVA e colab, 2008). Para o número de níveis da tensão de saída, tem-se a Equação (8).

$$m = (1 + 2 \cdot n) \quad (11)$$

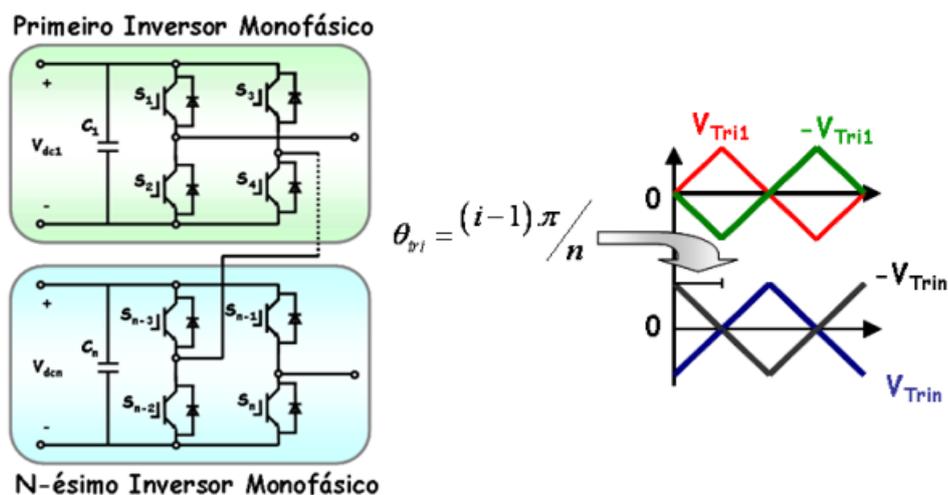
Onde n são o número de níveis que o sistema possui.

Como existem três níveis para o presente trabalho, o valor de m obtido para a Equação (11), é de sete níveis.

A comutação aplicada em cada módulo é do tipo unipolar, o que significa um par de portadoras triangulares defasadas em 180° as quais são comparadas com o sinal de referência. Cada ramo de um dos inversores monofásicos tem seu chaveamento controlado por uma das portadoras complementares, e as duas chaves semicondutoras de cada ramo do inversor são complementares (DA SILVA e colab, 2008).

Na Figura 12, apresenta-se o método de realização da defasagem das portadoras triangulares.

Figura 12. Princípio de Defasagem entre as Portadores Triangulares.



Fonte: (DA SILVA e colab, 2008).

Como são usados três conversores na simulação do presente trabalho, tem-se, respectivamente os ângulos de 0° , 90° e 180° .

3.3 Projeto dos elementos passivos do sistema

Para o projeto dos elementos passivos do sistema, apresentam-se os parâmetros do sistema na Tabela 2.

Tabela 2. Parâmetros do Sistema.

Parâmetros	Valores
Tensão eficaz da rede	$V_g = 311 \text{ V}$
Tensão de entrada por módulo	$V_{pv} = 60 \text{ V}$
Corrente de entrada	$I_{pv} = 41,6 \text{ A}$
Potência por arranjo fotovoltaico	$P_{pv} = 2500 \text{ W}$
Tensão dos barramentos CC	$V_{inv} = 540 \text{ V}$
Oscilação de alta frequência no indutor	5%
Oscilação de baixa frequência no indutor	5%
Oscilação de tensão no capacitor	3%
Frequência de operação do sistema	$f_{si} = 6 \text{ kHz}$
Frequência da rede	$f = 60 \text{ Hz}$
Corrente da rede	$I_g = 24,11 \text{ A}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na presente seção, apresentar-se-á o projeto dos elementos passivos que foram utilizados no sistema proposto. Estes, são os capacitores dos barramentos CC's e o indutor principal dado como I_g .

3.4 Capacitor do barramento CC

O equacionamento do capacitor do barramento CC, dá-se pela Equação (12).

$$V_{inv} = \frac{1}{C} \int I_{inv}(t) dt \quad (12)$$

Em que:

$$I_{inv}(t) = \frac{I_g(t)}{2} m(t) \quad (13)$$

$$I_g(t) = I_{gpc} \text{sen}(\omega t + \phi) \quad (14)$$

$$m(t) = M \text{sen}(\omega t) \quad (15)$$

Ao substituírmos as Equações (14) e (15) em (13), tem-se a Equação (16).

$$I_{inv}(t) = \frac{I_{gpc}}{2} \text{sen}(\omega t + \phi) M \text{sen}(\omega t) \quad (16)$$

Substituindo a Equação (16) na (12), obtém-se a (17).

$$V_{inv}(t) = \frac{1}{C} \int \frac{I_{gpc}}{2} \text{sen}(\omega t + \phi) M \text{sen}(\omega t) dt \quad (17)$$

Como consideramos o fator de potência unitário, a Equação (17) toma a forma da (18).

$$V_{inv}(t) = \frac{I_{gpc} M}{2C} \int \text{sen}^2(\omega t) dt \quad (18)$$

Ao resolvermos a integral da equação acima, obtém-se a Equação (19).

$$V_{inv}(t) = \frac{I_{gpc} M}{4 * C * \omega} * [\text{sen}(2\omega t) - 2\omega t] + V_{inv}(0) \quad (19)$$

Considera-se que o sistema está em regime permanente, logo, desconsidera-se o termo $-2\omega t$, o que resulta na Equação (20).

$$V_{inv}(t) = \frac{I_{gpc} * M}{4 * C * \omega} * \text{sen}(2\omega t) + V_{inv}(0) \quad (20)$$

Para obtermos a variação ΔV_{inv} , a diferença do ponto máximo da função $V_{inv}(t)$ com o seu valor médio é feita, o que resulta na Equação (21).

$$\Delta V_{inv} = V_{inv}\left(\frac{\pi}{4}\right) - V_{inv}(0) = \frac{I_{gpc} * M}{4 * C * \omega} * \text{sen}\left(2\omega \frac{\pi}{4}\right) \quad (21)$$

Assim, a Equação (22) que define a capacitância em função da variação de tensão no barramento CC é obtida a partir da Equação (21).

$$C = \frac{I_{gpc} * M}{4 * \omega * \Delta V_{inv}} \quad (22)$$

Onde:

$$\omega = 2\pi f$$

M = Magnitude do índice de modulação variante no tempo.

Utilizando os dados da Tabela 2, chega-se em um valor do capacitor de 2 mF.

3.5 Indutor Principal

No dimensionamento do indutor principal, considera-se as duas variáveis que serão utilizadas. A variável L_{bf} que está localizada no dobro da frequência do sinal modulador e L_{af} que está localizada na frequência da portadora de referência.

No caso do comportamento em baixa frequência, é considerado que a corrente estará sempre fluindo para o capacitor do barramento, visto que existe uma alternância dos diodos entre si. Com isso, tem-se a Equação (23).

$$V_{Lbf}(t) = L_{bf} \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - d(t)V_{inv}(t) \quad (23)$$

Onde a variável $d(t)$ acima, considerar-se-á com valor unitário. Assim, ao substituirmos a Equação (19) na (23), tem-se a (24).

$$L_{bf} \frac{di_L}{dt} = V_{pv} - \frac{I_{gpc}M}{4C\omega} [\text{sen}(2\omega t) - 2\omega t] + V_{inv}(0) \quad (24)$$

Ao integrarmos os dois lados da equação e isolando $I_L(t)$, tem-se a Equação (25).

$$I_{Lbf}(t) = \frac{1}{L_{bf}} \int [V_{pv} - \frac{I_{gpc}M}{4C\omega} (\text{sen}(2\omega t) - 2\omega t) + V_{inv}(0)] dt \quad (25)$$

Obtém-se a integral indefinida através da Equação (26).

$$I_{Lbf}(t) = \frac{1}{L_{bf}} \left[t(V_{pv} - V_{inv}(0)) - \frac{I_{gpc}M}{8C\omega^2} (-\cos(2\omega t) - \omega t^2) \right] + I_{Lbf}(0) \quad (26)$$

Considerando-se o sistema em regime permanente, os termos que não são oscilatórios não serão considerados na Equação (27) a seguir.

$$\Delta I_{Lbf} = I_{Lbf}(2\pi) - I_{Lbf}(0) = \frac{1}{L_{bf}} \left[\frac{I_{gpc}M}{8C\omega^2} (\cos(4\omega\pi)) \right] \quad (27)$$

Ao isolarmos a variável de indutância L_{bf} , obtém-se a Equação (28).

$$L_{bf} = \frac{I_{gpc}M}{8\Delta I_{L_{bf}}C\omega^2} \quad (28)$$

Com o uso dos valores, encontra-se para a variável do indutor de baixa frequência o valor de **2,9 mH**.

No caso das altas frequências, o equacionamento para os tempos de carga e descarga é dividido.

Analisando as Figuras 13 e 14 faz-se a Equação (29).

$$\begin{cases} T_{si}D_{conv}, V_{pv} \\ T_{si}(1 - D_{conv}), V_{pv} - V_{inv} \end{cases} \quad (29)$$

A corrente no indutor é definida pela Equação (30).

$$I_{Laf}(t) = \frac{1}{Laf} \int V_{Laf}(t) dt \quad (30)$$

O máximo valor que a função $I_L(t)$ pode ter é no limite da carga do indutor. Assim, tem-se a Equação (31).

$$I_{Lafmax} = \frac{1}{Laf} \int_0^{T_{si}D_{conv}} V_{pv} dt \quad (31)$$

Com isso, a resolução da Equação (31) é dada pela Equação (32).

$$I_{Lafmax} = \frac{V_{pv}T_{si}D_{conv}}{Laf} + I_{Laf}(0) \quad (32)$$

Onde:

$$T_{si} = \frac{1}{f_{si}}$$

No equacionamento do capacitor, a variação da variável ΔI_L é encontrada como a diferença entre o máximo e o médio da função que será analisada, o que se demonstra na Equação (33).

$$\Delta I_{Laf} = I_{Lafmax} - I_{Laf}(0) = \frac{V_{pv}D_{conv}}{L_{af}f_{si}} \quad (33)$$

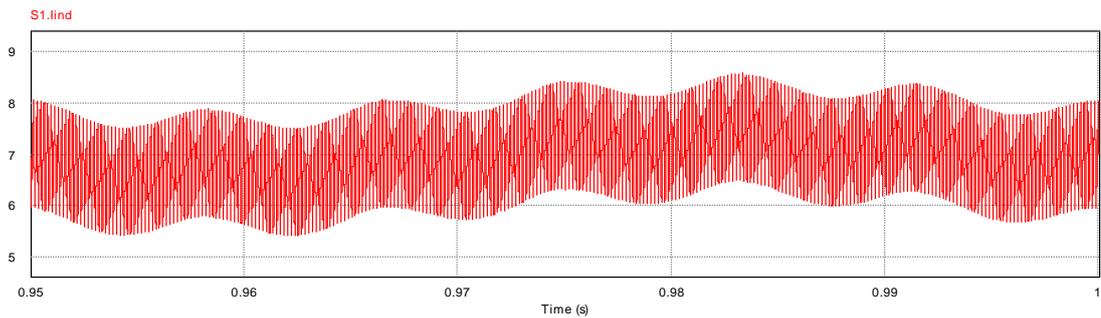
Por fim, ao isolarmos a indutância, tem-se a Equação (34).

$$L_{af} = \frac{V_{pv}D_{conv}}{\Delta I_{Laf}f_{si}} \quad (34)$$

Com a equação acima, obteve-se os valores de L_{bf} para **2,9 mH** e L_{af} para **3,17 mH**.

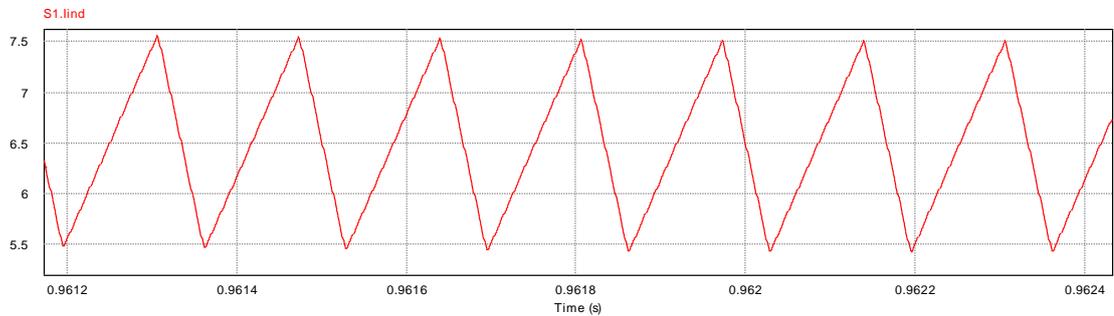
Para o presente trabalho, usou-se o maior valor obtido, que foi o do indutor de alta frequência. A seguir, as Figuras 13 e 14 representam, respectivamente, as correntes de baixa e alta frequência dos indutores.

Figura 13. Corrente do indutor em baixa frequência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 14. Corrente do indutor em alta frequência.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para certificarmos que a corrente no indutor será contínua, faz-se o somatório das variações de baixa e alta frequência com o intuito do resultado ser menor que o dobro da corrente média, o que resulta na Equação (35).

$$L_{\min} = \frac{1}{2I_{pv}} \left[\frac{I_{gpc}M}{8C\omega^2} + \frac{V_{pv}D_{conv}}{f_{si}} \right] \quad (35)$$

Onde obteve-se o valor de **0,15 mH**

3.5.1 Indutor L Conectado à Rede

O projeto do indutor conectado à rede foi feito através de uma relação de equivalência de impedâncias dada pela Equação (36).

$$Z_R = Z_L \quad (36)$$

Onde a variável Z_R e Z_L são, respectivamente, a impedância do resistor dada em ohms (Ω) e a impedância do indutor também é dada por ohms (Ω)

O processo de obtenção do valor do indutor é iniciado pelo cálculo da carga para a máxima potência que será extraída do sistema FV, que apresenta-se a Equação (37).

$$Z_R = \frac{V_g^2}{P_{pv}} \quad (37)$$

Com isso, faz-se possível o cálculo da impedância indutiva dada pela Equação (38), utilizando a condição de relação de equivalência, a qual foi descrita anteriormente.

$$Z_L = 2\pi L \frac{2f_{si}}{10} \quad (38)$$

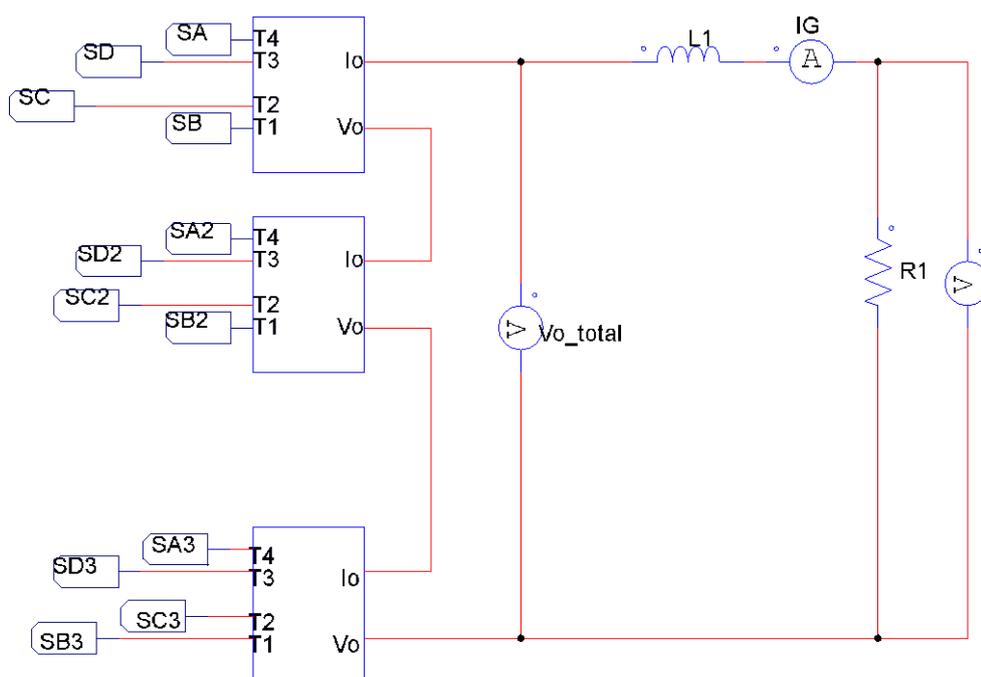
Substituindo-se os valores, obtém-se uma indutância de 2,56 mH, para fins de simulação, adotou-se o valor de 3 mH.

4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

4.1 Topologia em Cascata Multinível

No presente capítulo, apresenta-se resultados de simulações realizadas com o circuito proposto e projetado. Na primeira seção, apresentar-se-á o circuito proposto, com os blocos do sistema multinível proposto, os blocos contendo o conversor de fonte dividida que no caso são três níveis como mencionou-se anteriormente. Na segunda seção, fez-se uma explanação com os dados obtidos da THD para diferentes valores do índice de modulação do sistema. A Figura 15 apresenta o circuito em conceito multinível em cascata.

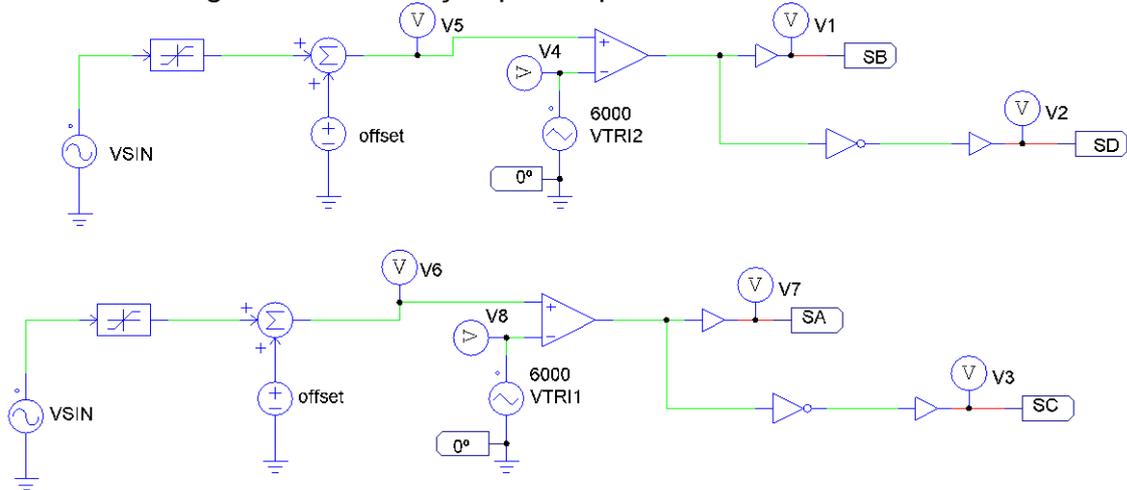
Figura 15. Circuito em conceito multinível cascata.



Fonte: Elaborado pelo autor.

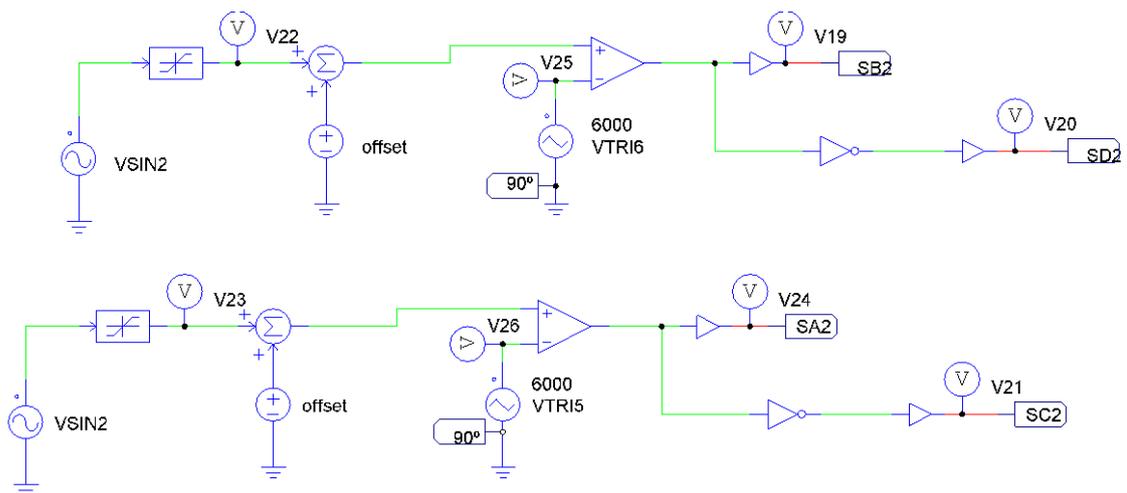
As Figuras 16, 17 e 18 representam, respectivamente, as modulações para cada bloco acima representado.

Figura 16. Modulação para o primeiro bloco em cascata.



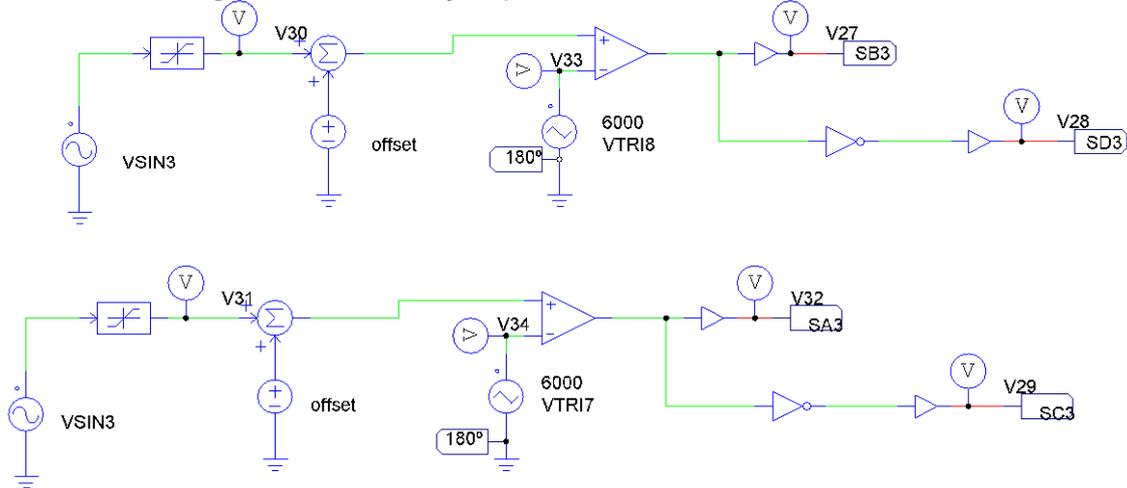
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 17. Modulação para o segundo bloco em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

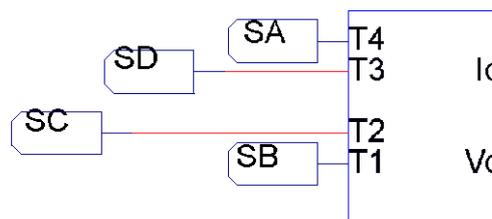
Figura 18. Modulação para o terceiro bloco em cascata.



Fonte: Elaborada pelo autor.

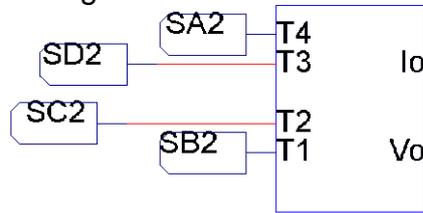
Os blocos apresentados nas figuras acima, possuem em seu interior, o conversor de fonte dividida, onde cada um contém variáveis com mesmo valor para o capacitor e indutor, porém, faz-se necessário a apresentação dos três, por possuírem nomenclatura diferente em seu chaveamento, além de permitir a melhor visualização do leitor ao comparar o chaveamento com suas respectivas modulações apresentadas nas figuras acima, o que torna importante para o acompanhamento do funcionamento do circuito. Dito isso serão apresentados nas Figuras 19, 20 e 21.

Figura 19. Primeiro bloco do sistema multinível.



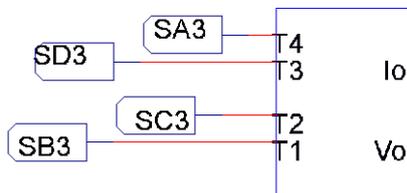
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 20. Segundo bloco do sistema multinível.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 21. Terceiro bloco do sistema multinível.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2 Análise da THD para diferentes valores do ganho

Apesar da capacidade de apresentar bons resultados no caso do rastreamento de potência e níveis aceitáveis de THD para condições nominais, o mesmo também possui distorção considerável na forma de onda de tensão multinível isto se deve principalmente ao fato de o inversor em questão ter harmônicos na mesma frequência da comutação da portadora do modulador. Outro ponto deve-se a influência da variável V_{offset} na THD da corrente da rede, onde este apresenta um ponto ótimo de operação. Para a realização da análise em questão, levou-se em consideração, primeiramente, a faixa de variação da TL (Tensão de Leitura) em relação à TN (Tensão Nominal) imposta pela ANEEL e o sistema linear dado pela Equação (36) que proporciona o valor máximo do índice de modulação usando o valor da variável V_{offset} obtido anteriormente.

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{\text{mínimo}} = \frac{1}{2} \\ m_{\text{máximo}} + V_{\text{offsetmáximo}} = 1 \\ V_{\text{offset}} = \frac{2}{\sqrt{2}} \frac{mV_{pv}}{V_g} \end{array} \right. \quad (39)$$

Resolvendo o sistema de equações (34), obtém-se o valor máximo do índice de modulação com o valor de 0,67.

Para o processo de obtenção das respectivas THD, tanto da corrente, quanto da tensão, levou-se em consideração os dados da TL e do sistema de equações (39), obtém-se diferentes valores do ganho total do sistema. Será descrito um dos valores no presente trabalho, para a melhor visualização. Apresenta-se o passo a seguir somente uma vez pelo equacionamento a seguir, usando o valor de tensão mínimo inicial da TL de **0,95**, pois os mesmos serão repetidos posteriormente.

$$V_g = 220 * \sqrt{2} * 0,95 = 295,6V \quad (40)$$

Com o novo valor de **295,6 V**, obtém-se o novo valor do ganho total.

$$G_{\text{total}} = \frac{295.6}{3*60} = 1,64 \quad (41)$$

O que resulta no ganho de valor **1,64**. Na Equação (34), estabeleceu-se o valor mínimo de 0.5 para o índice de modulação, logo, para a primeira simulação, usou o valor citado. Após o passo aqui detalhado, obteve-se a tensão senoidal do sistema após a manipulação da seguinte equação (42).

$$m = \frac{V_g}{V_{inv}} = \frac{V_{sin}}{V_{tri}} \quad (42)$$

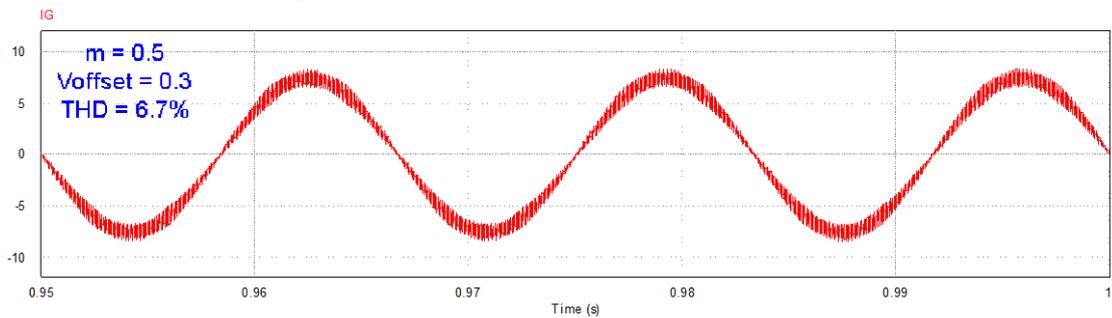
Onde **m** tem valor de 0,5, enquanto **V_{tri}** é dado pelo valor de 1. Obtém-se, então, o valor de 0,5 para a tensão senoidal **V_{sin}**. Com os dados acima explanados, fez-se as simulações em busca da THD da corrente e da tensão do sistema.

4.2.1 Análise da corrente conectada à rede e sua THD

Desta forma o próximo passo é dividido em amostragens dos resultados coletados da corrente e da tensão. Logo, as figuras a seguir, apresentam a corrente de saída do inversor conectado à rede, a THD e a FFT de cada simulação realizada.

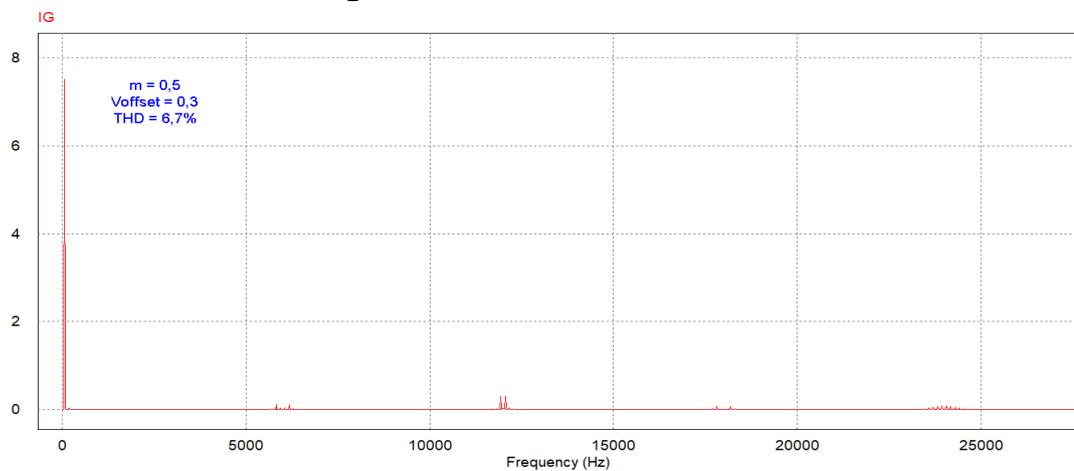
Nas Figuras 22 e 23 a seguir, temos a corrente conectada à rede e sua FFT para um índice de modulação de 0,5 e tensão de *offset* com valor 0,3 V.

Figura 22. Corrente conectada à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor.

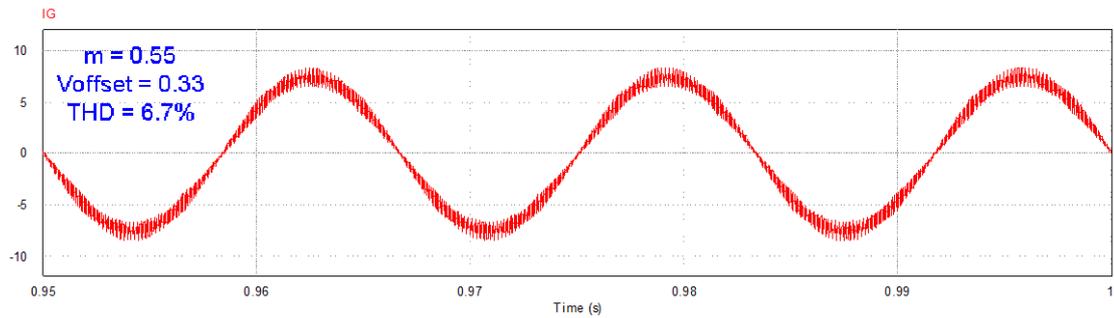
Figura 23. FFT da corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

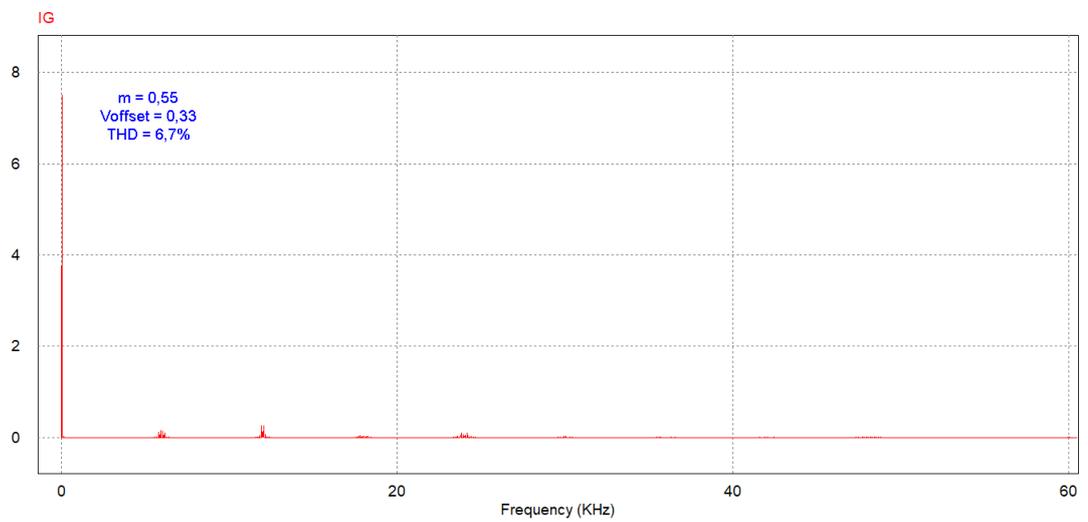
Nas Figura 24 e 25 temos índice modulação e tensão de *offset* de 0,55 e 0,33 V.

Figura 24. Corrente conectada à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor.

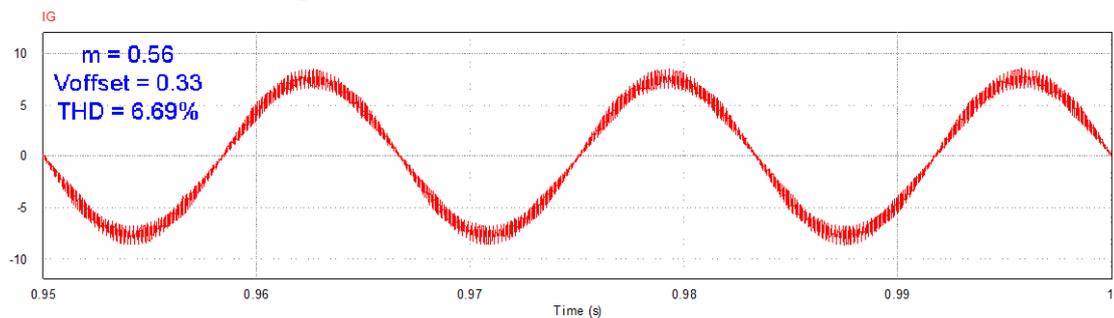
Figura 25. FFT da corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

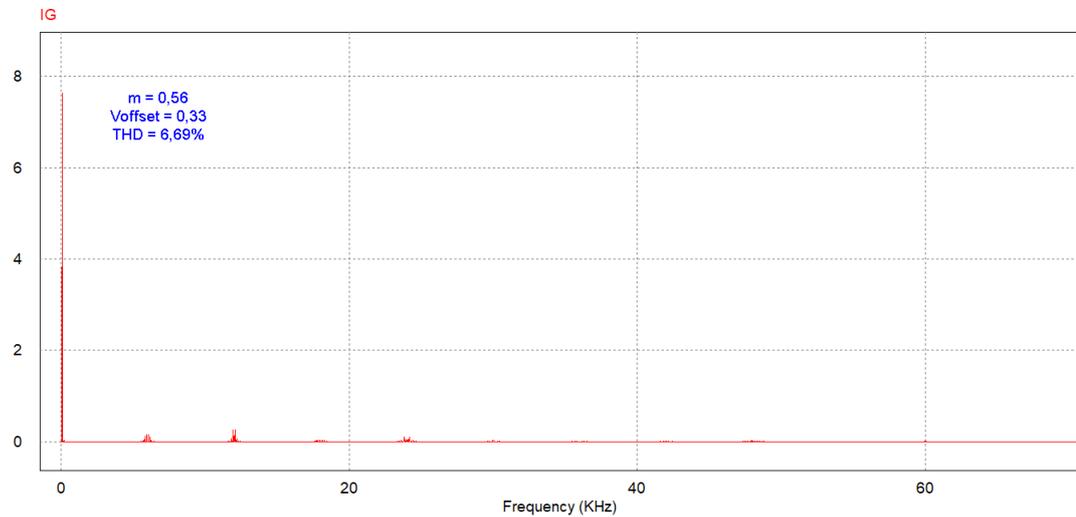
Nas Figuras 26 e 27 temos o índice de modulação com valor de 0,56 e a tensão de *offset* 0,33 V.

Figura 26. Corrente conectada à rede.



Fonte: Elaborada pelo autor.

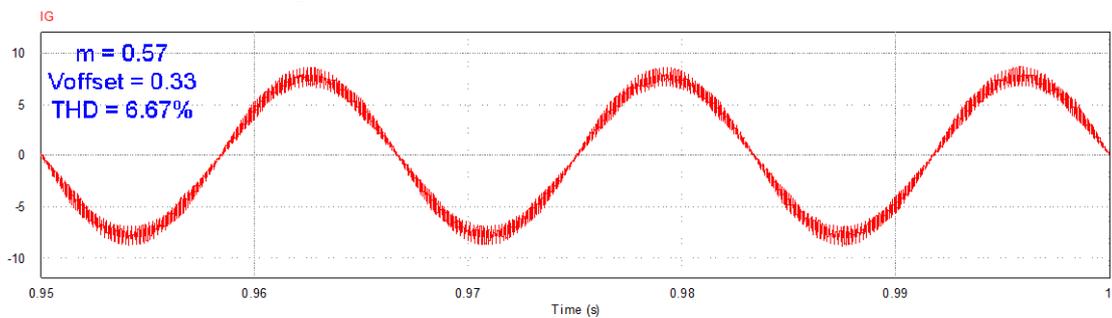
Figura 27. FFT da corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

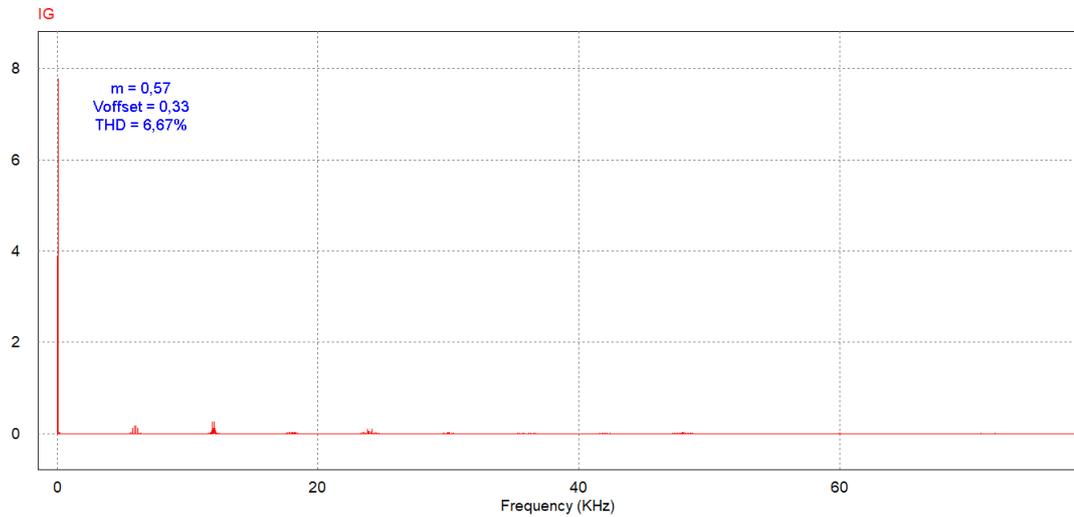
Para o caso das Figuras 28 e 29 temos um índice de modulação 0,57 e tensão de *offset* 0,33 V.

Figura 28. Corrente conectada à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 29. FFT da corrente.

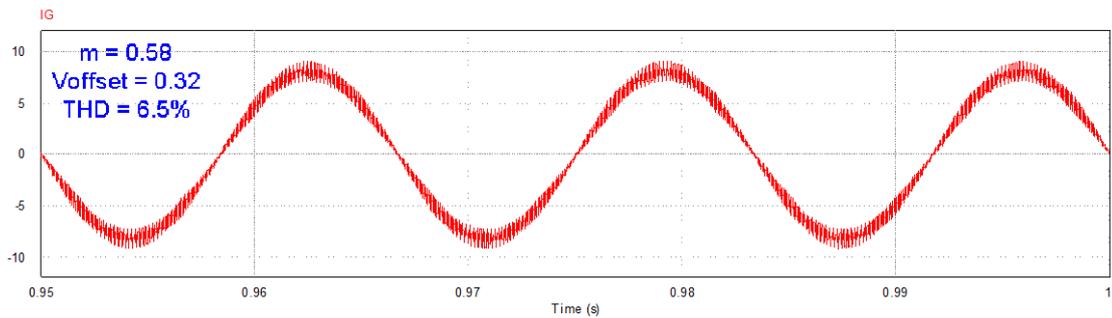


Fonte: Elaborado pelo autor.

As Figuras 30 e 31 tem um índice de modulação de 0,56 e tensão de *offset* 0,32

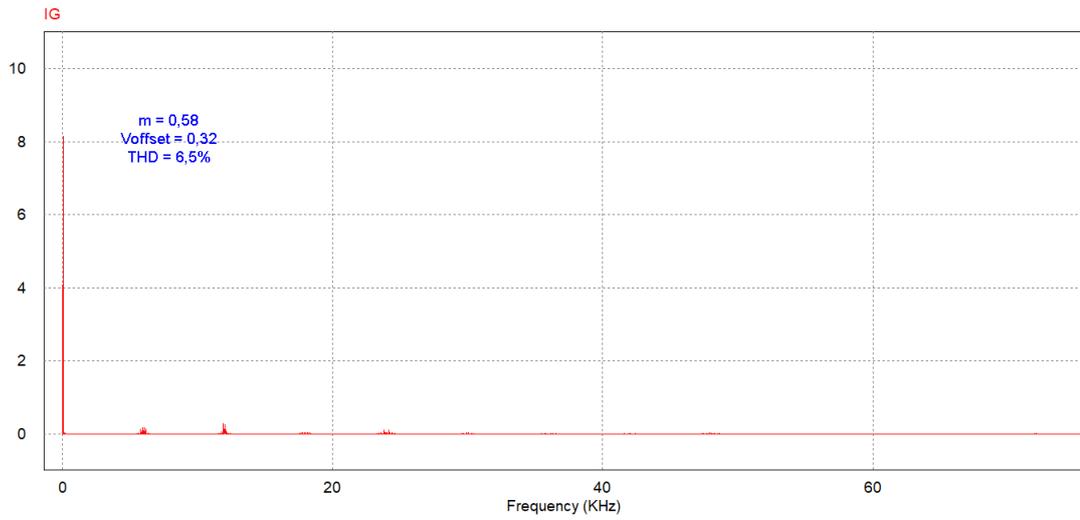
V.

Figura 30. Corrente conectada à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor.

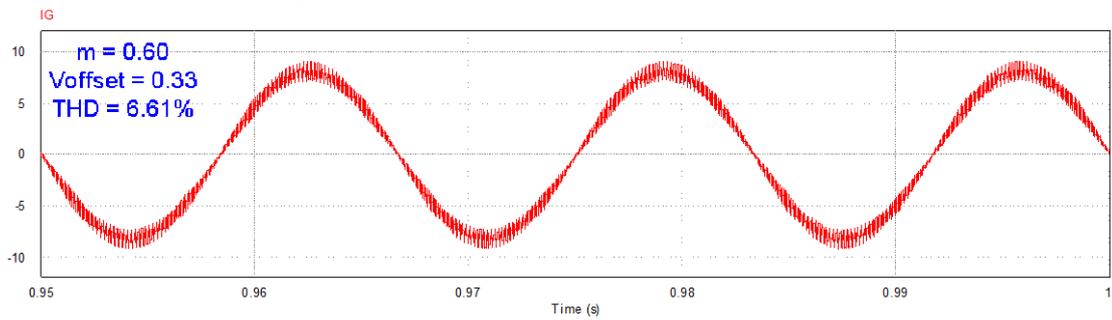
Figura 31. FFT da corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

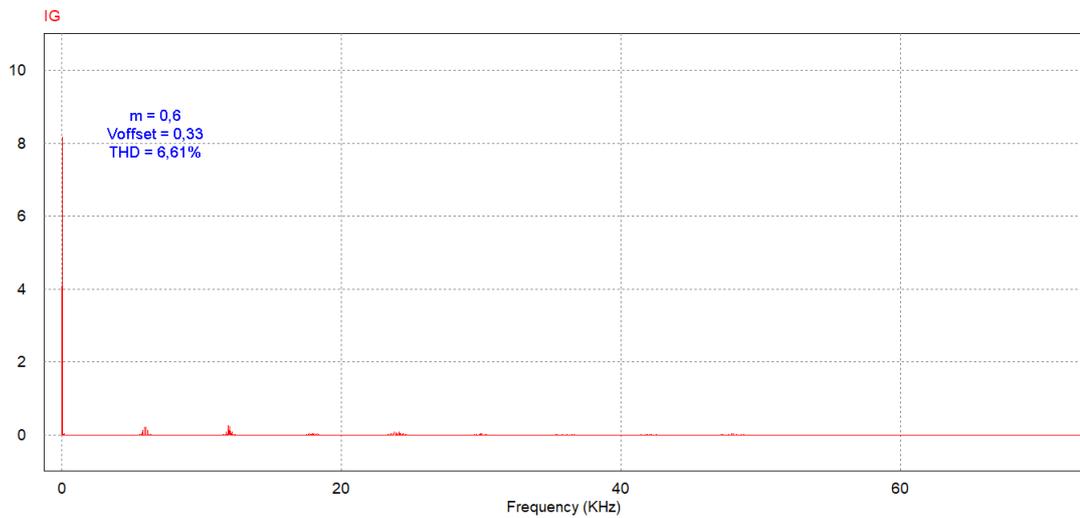
Para as Figuras 32 e 33 temos um índice de 0,60 e tensão de *offset* de 0,33 V.

Figura 32. Corrente conectada à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor.

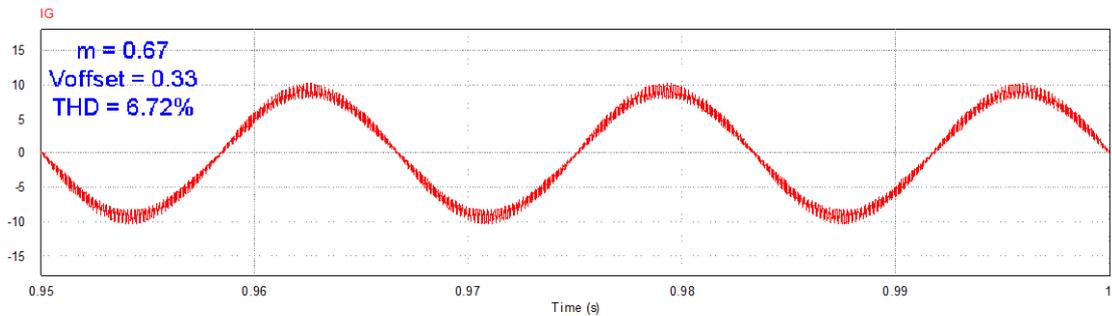
Figura 33. FFT da corrente.



Fonte: Elaborado pelo autor.

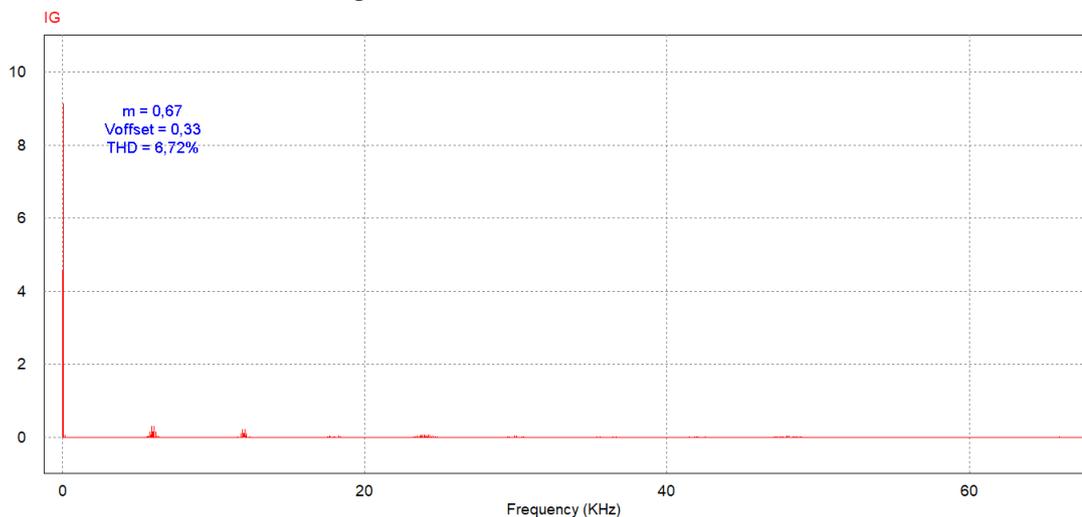
Para as Figuras 34 e 35, tem-se que o índice de modulação tem valor de 0,67 e a tensão de *offset* 0,33 V.

Figura 34. Corrente conectada à rede.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 35. FFT da corrente.

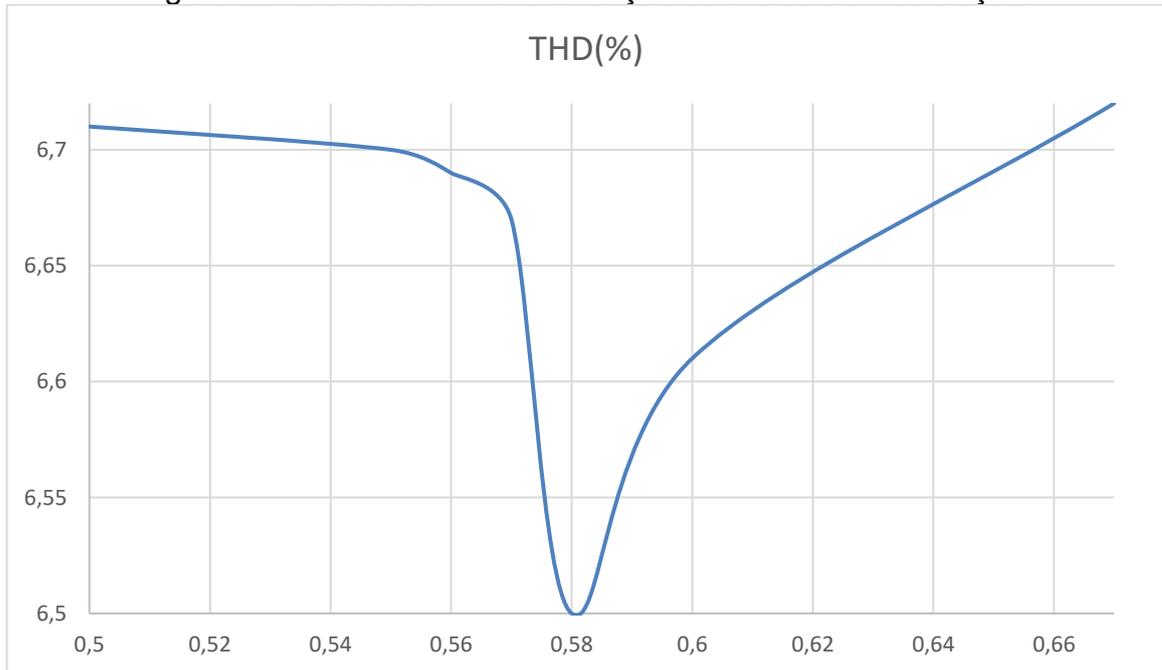


Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 36 a seguir, apresenta o gráfico da THD em função do índice de modulação.

Obteve-se as figuras acima através de variadas simulações. Usou-se parâmetros que variavam de acordo com os limites usados da TL e TN impostos pela ANEEL de valores da faixa de 0,95 até 1,05. Sendo assim, resultou-se em valores de índice de modulação, tensão de *offset* e THDs diferentes.

Figura 36. Gráfico da THD em função do índice de modulação.



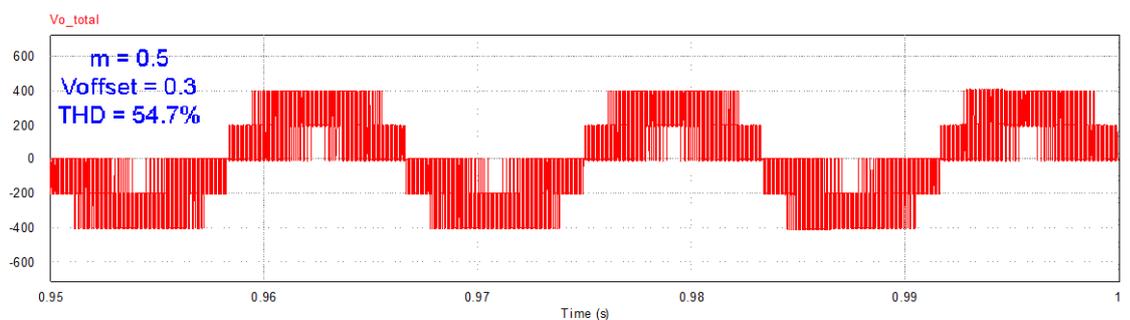
Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.2 Análise da tensão conectada à rede e sua THD

De forma análoga ao método utilizado anteriormente, apresentar-se-á as formas de onda da tensão conectada à rede, com os valores de THD e suas FFT, respectivamente.

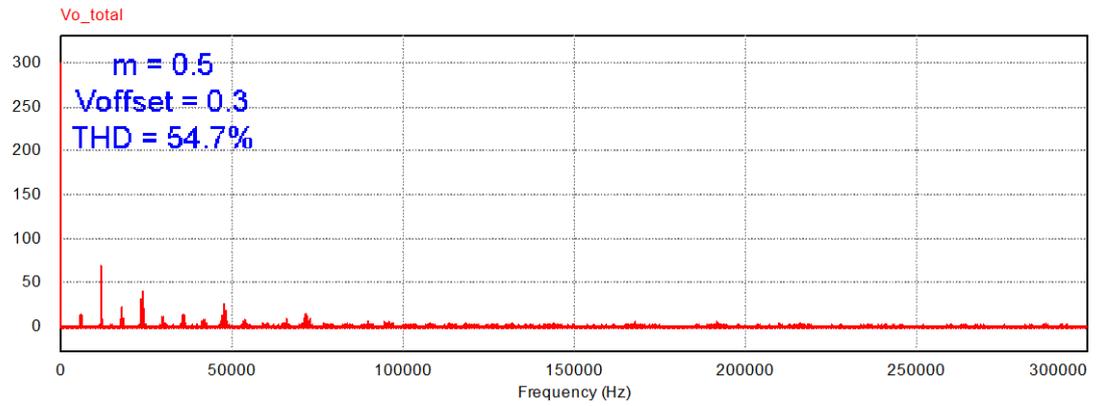
As Figuras 37 a 50 a seguir, apresentarão a tensão de saída do inversor com diferentes valores do índice de modulação bem como suas respectivas THDs através do processo acima descrito.

Figura 37. Tensão de saída para $m = 0,50$ e $V_{offset} = 0,3 V$



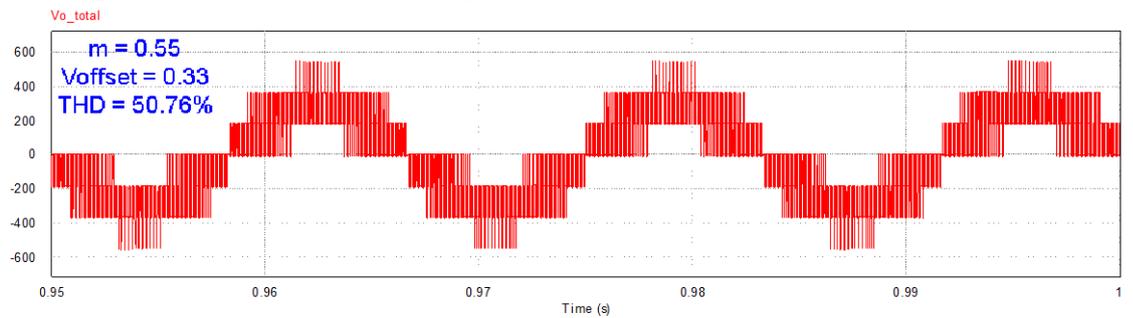
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 38. FFT da tensão de saída para $m = 0,5$ e $V_{\text{offset}} = 0,3$ V.



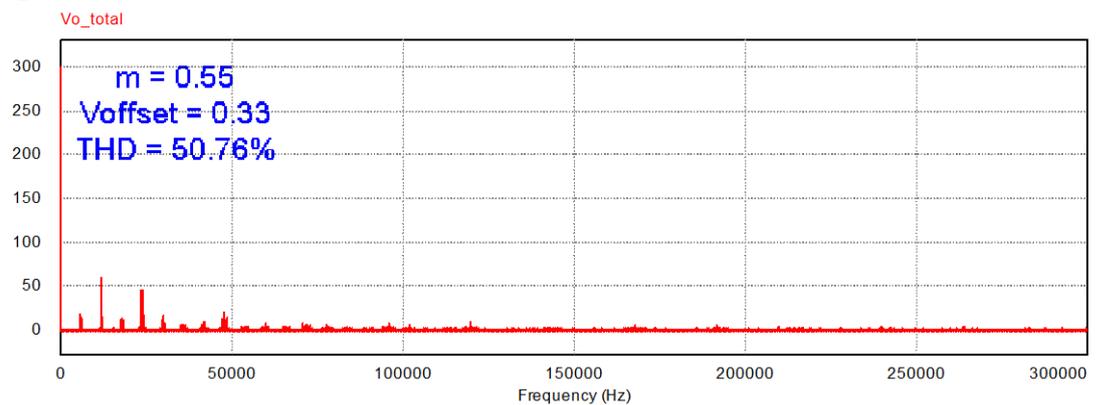
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 39. Tensão de saída para $m = 0,55$ e $V_{\text{offset}} = 0,33$ V.



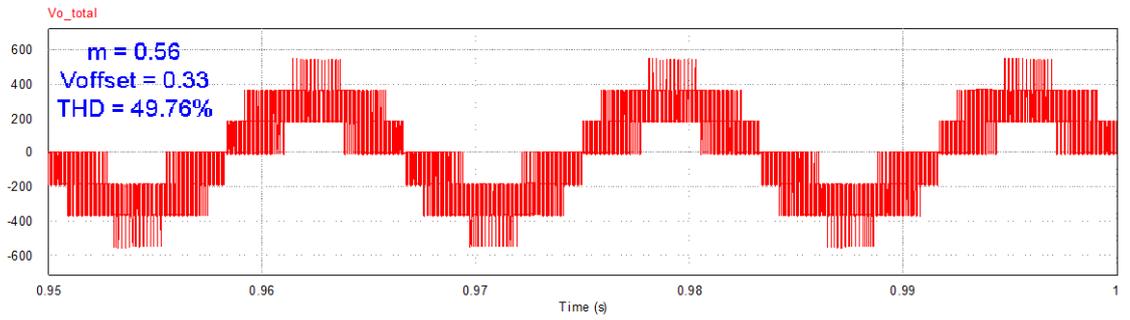
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 40. FFT da tensão de saída para $m = 0,55$ e $V_{\text{offset}} = 0,33$ V.



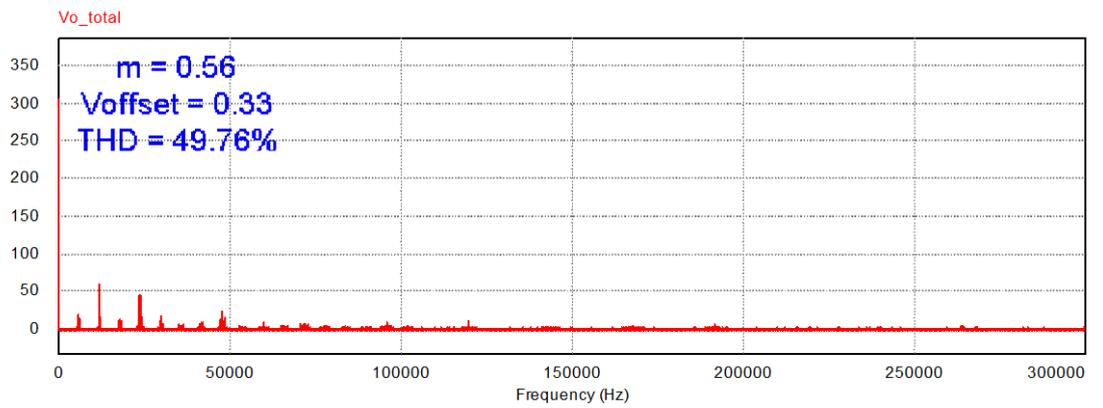
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 41. Tensão de saída para $m = 0,56$ e $V_{offset} = 0,33$ V.



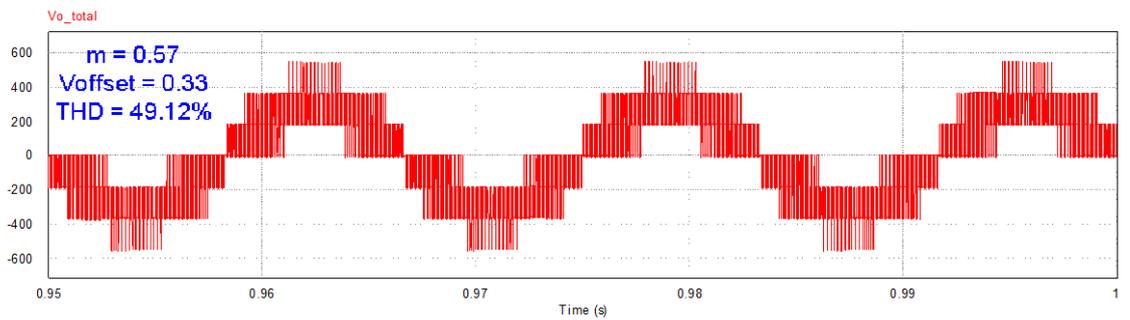
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 42. FFT da tensão de saída para $m = 0,56$ e $V_{offset} = 0,33$ V.



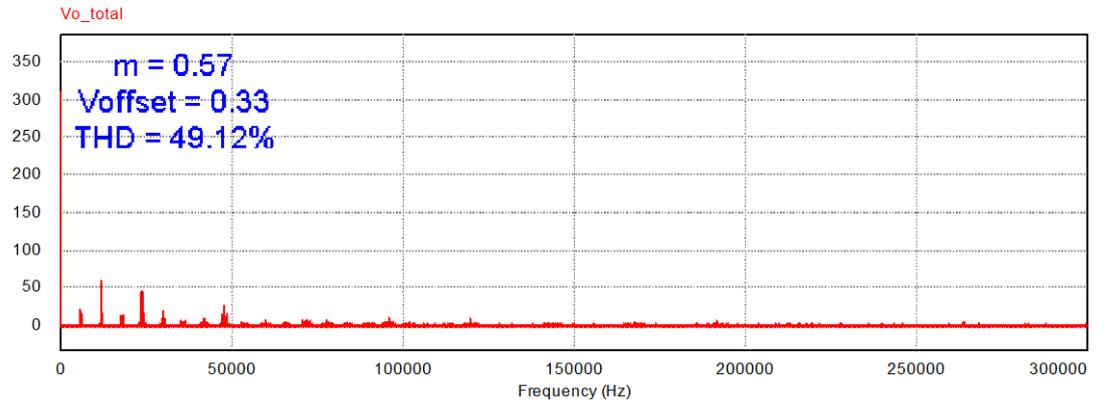
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 43. Tensão de saída para $m = 0,57$ e $V_{offset} = 0,33$ V.



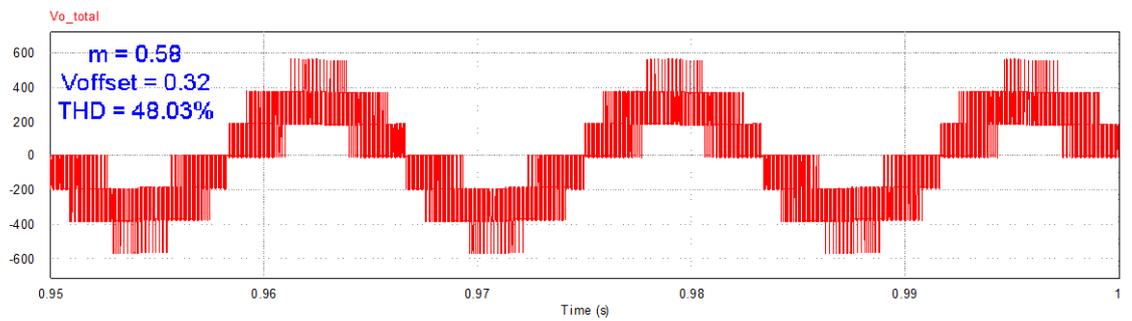
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 44 FFT da tensão de saída para $m = 0,57$ e $V_{offset} = 0,33$ V.



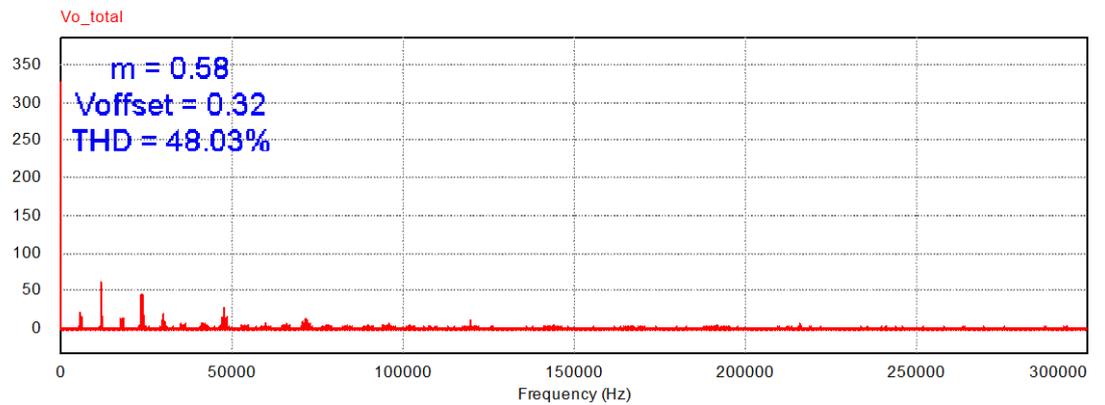
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 45. Tensão de saída para $m = 0,58$ e $V_{offset} = 0,32$ V.



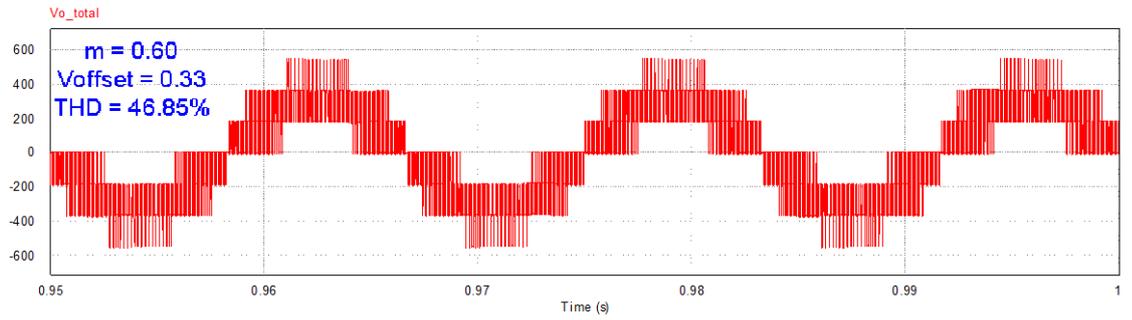
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 46. FFT da tensão de saída para $m = 0,58$ e $V_{offset} = 0,32$ V.



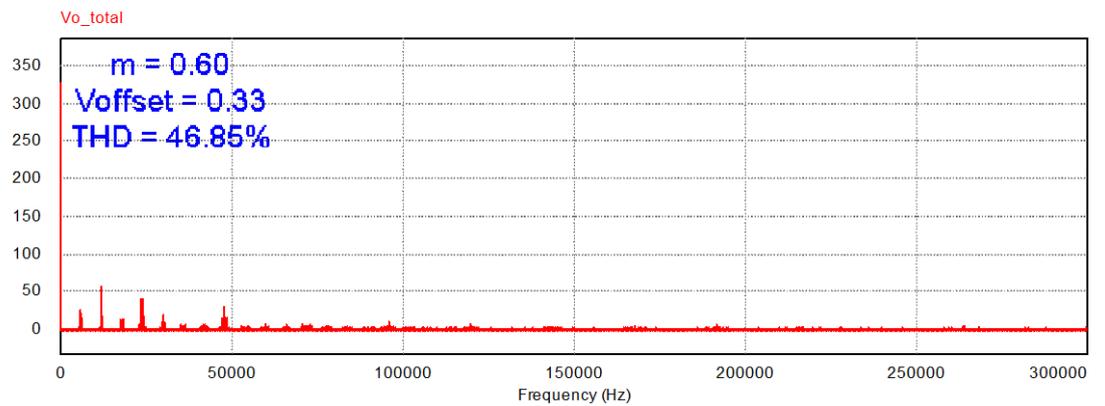
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 47. Tensão de saída para $m = 0,60$ e $V_{offset} = 0,33$ V.



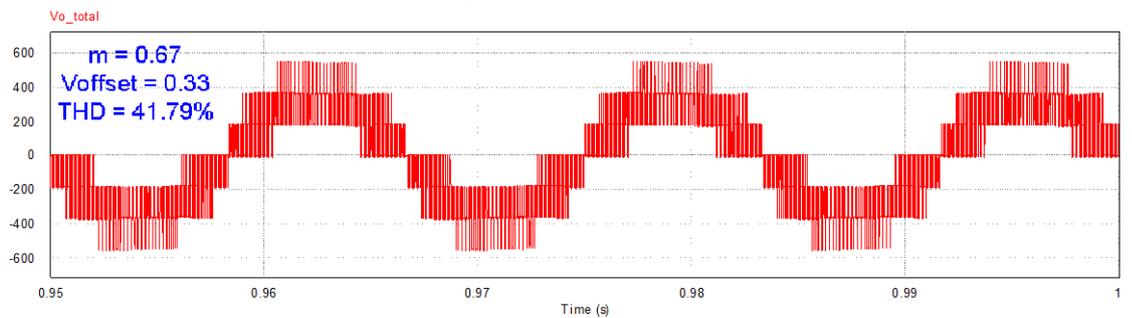
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 48. FFT da tensão de saída para $m = 0,60$ e $V_{offset} = 0,33$ V.



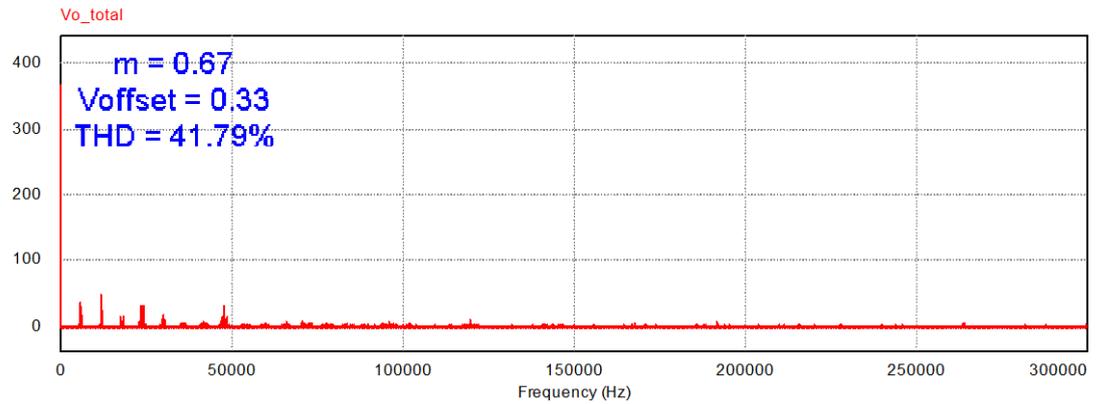
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 49. Tensão de saída para $m = 0,67$ e $V_{offset} = 0,33$ V.



Fonte: Elaborado pelo autor.

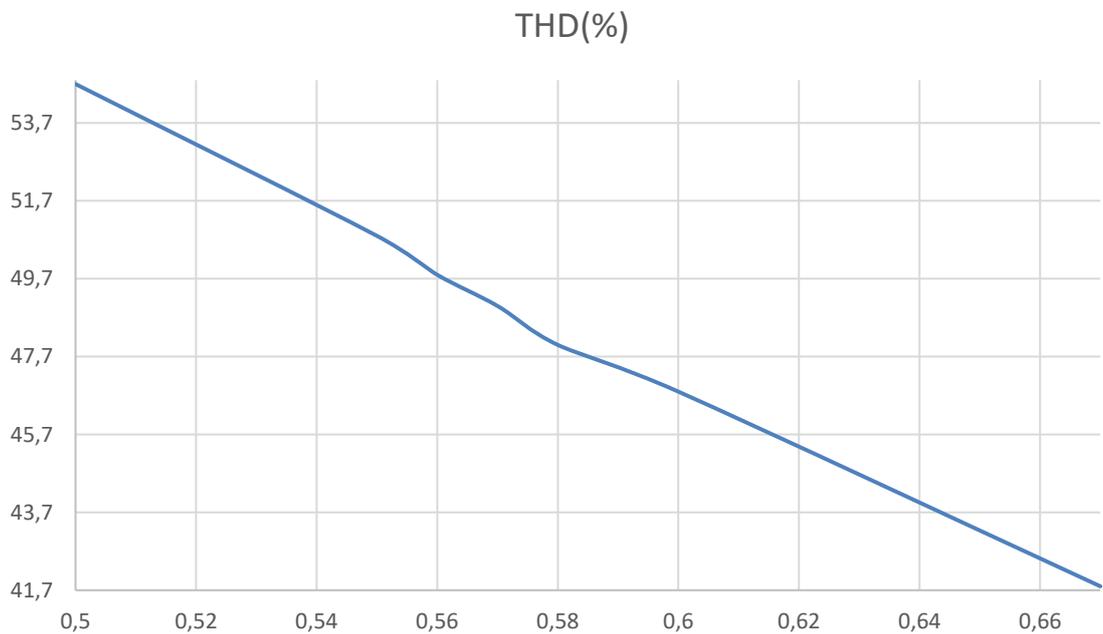
Figura 50. FFT da tensão de saída para $m = 0,67$ e $V_{offset} = 0,33$ V.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim como realizou-se na seção anterior, a Figura 51 apresenta o gráfico da THD em função do índice de modulação, porém agora, para o caso da tensão de saída conectada à rede.

Figura 51. Gráfico da THD em função do índice de modulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3 Análise da corrente conectada à rede e sua THD para diferentes valores do barramento

A mesma análise realizada nas seções anteriores, é realizada, porém, para valores diferentes da tensão de barramento CC do sistema. Fazendo-se uso de valores da tensão de barramento na faixa de 400V a 600V ao passo de 25V em cada simulação. A Tabela 3, apresenta os valores das variáveis V_{offset} , m e a THD's de corrente.

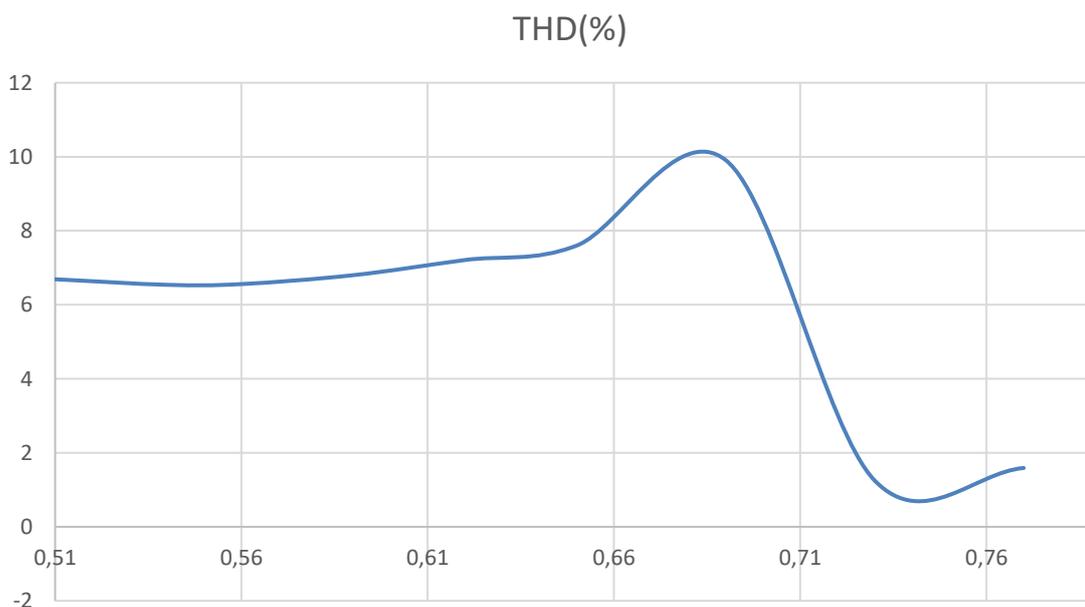
Tabela 3. Valores da THD da corrente de saída para diferentes valores.

V _{inv} (V)	m	V _{offset}	THD (%)
400	0,77	0,45	1,59
425	0,73	0,42	1,25
450	0,69	0,4	9,91
475	0,65	0,37	7,60
500	0,62	0,36	7,21
525	0,59	0,34	6,80
550	0,56	0,32	6,56
575	0,54	0,31	6,54
600	0,51	0,3	6,69

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para o mesmo processo realizado no começo do capítulo, apresenta-se a Figura 52, que mostra a THD em função do índice de modulação.

Figura 52. THD da corrente de saída em função do índice de modulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3.1 Análise da tensão conectada à rede e sua THD para diferentes valores do barramento

Na presente seção, repete-se os mesmos procedimentos realizados na análise da corrente conectada à rede, porém agora, analisaremos a tensão conectada à rede. A Tabela 4 apresenta os valores de THD da tensão de saída para diferentes valores obtidos.

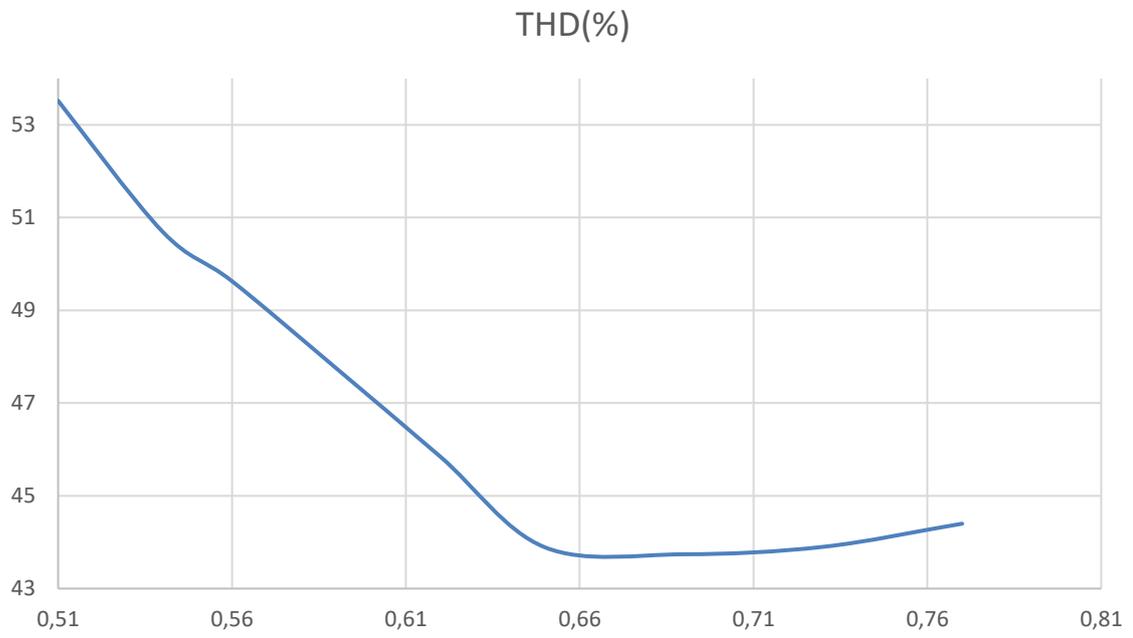
Tabela 4. Valores da THD da tensão de saída para diferentes valores.

V _{inv} (V)	m	V _{offset}	THD (%)
400	0,77	0,45	44,40
425	0,73	0,42	43,90
450	0,69	0,4	43,74
475	0,65	0,37	43,89
500	0,62	0,36	45,84
525	0,59	0,34	47,75
550	0,56	0,32	49,63
575	0,54	0,31	50,70
600	0,51	0,3	53,52

Fonte: Elaborado pelo autor.

Por conseguinte, a Figura 53, apresenta os valores da THD da tensão de saída em função do índice de modulação.

Figura 53. Valores da THD da tensão de saída em função do índice de modulação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho há uma análise em torno dos diferentes tipos de conversores existentes, bem como a apresentação de um conversor recentemente introduzido, o conversor de fonte dividida.

O desempenho e benefícios deste modelo apresentam vantagens animadoras como a tensão contínua do barramento CC, corrente de entrada contínua, menor número de componentes passivos. Ao analisarmos o conversor elevador integrado ao conversor de fonte dividida, vemos que o mesmo possibilita a alimentação das células por intermédio dos painéis fotovoltaicos que serão implementados. Este fato, torna o conceito multinível em cascata um grande potencial de pesquisa para trabalhos futuros.

Ao analisarmos os gráficos da corrente e tensão conectadas à rede, nota-se a pouca variação da THD em questão de porcentagem para diferentes níveis de modulação, o que se deve ao fato de ter sido usado a faixa de variação da TL. Porém, faz-se imprescindível ressaltar que graficamente, como dito anteriormente, a THD do conversor de fonte dividida possui distorções em seus níveis para diferentes níveis de índice de modulação, o que foi obtido com sucesso quando analisado os gráficos das Figuras 51 e 52.

Primeiramente, para a análise da THD em diferentes valores de ganho os valores da THD de tensão e corrente de menor valor de tensão foram de 41,79% para o índice de modulação m com valor de 0,67 e a tensão dos barramentos V_{inv} igual a 540 V. No caso da THD de corrente o menor valor obtido foi 6,7% quando o índice de modulação m for igual a 0,5 e V_{inv} igual a 540 V.

No caso da análise de THD para diferentes valores do barramento, observando-se a Tabela 3, chega-se à conclusão de que os menores valores da THD de corrente é de 1,25% para o índice de modulação m igual a 0,73 e V_{inv} igual a 425 V e 1,59% para m igual a 0,77 e V_{inv} com valor de 400 V. No caso da THD de tensão, os menores valores encontrados foram de 43,74% para um índice m de 0,69 e V_{inv} de 450 V.

REFERÊNCIAS

- ABDELHAKIM, A e MATTAVELLI, P e SPIAZZI, G. **Three-Phase Split-Source Inverter (SSI): Analysis and Modulation**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 31, n. 11, p. 7451–7461, 2016.
- ABDELHAKIM, Ahmed e MATTAVELLI, Paolo e SPIAZZI, Giorgio. **Split-Source Inverter**. p. 1288–1293, 2015.
- CARLOS, Emanuel e PINTO, Nunes. Inversor Multinível Trifásico , Cascaded H-Bridge , Controlado por FPGA. 2010.
- ENERGIA, Internacional De. 576 e Mundo Energia Solar Brasil Tipos de Aproveitamentos Expansão Mundial Leilões de Geração Centralizada Geração Distribuída (GD) Tecnologias de Geração Solar. n. 55 61, p. 3–6, 2016.
- FUENTES, Carlos D. e colab. Experimental Validation of a Single DC Bus Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Multistring Photovoltaic Systems. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 64, n. 2, p. 930–934, 2017.
- KONSTANTINOU, Georgios S. e CIOBOTARU, Mihai e AGELIDIS, Vassilios G. **Operation of a modular multilevel converter with selective harmonic elimination PWM**. 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia: “Green World with Power Electronics”, ICPE 2011-ECCE Asia, p. 999–1004, 2011.
- KOURO, Samir e colab. **Recent advances and industrial applications of multilevel converters**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010.
- LEE, Sze Sing e HENG, Yeh En. **Improved Single-Phase Split-Source Inverter with Hybrid Quasi-Sinusoidal and Constant PWM**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 64, n. 3, p. 2024–2031, 2017.
- RECH, Cassiano e PINHEIRO, José Renes. **Hybrid multilevel converters: Unified analysis and design considerations**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 54, n. 2, p. 1092–1104, 2007.
- RICHARDEAU, Frederic e PHAM, T. T.L. **Reliability calculation of multilevel converters: Theory and applications**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 60, n. 10, p. 4225–4233, 2013.
- SILVA, Guilherme Sebastião Da. Estudo e Desenvolvimento de uma Fonte CA de Potência Híbrida baseada em Conversor Multinível Modular. p. 152, 2013.

TAFTI, Hossein Dehghani e colab. **Flexible Control of Photovoltaic Grid-Connected Cascaded H-Bridge Converters during Unbalanced Voltage Sags.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 65, n. 8, p. 6229–6238, 2018.

YADAV, Priyanka e SHARMA, Ashok Kumar e GARG, Shruti. **Performance analysis of three-phase split source inverter.** Proceedings - 2016 International Conference on Micro-Electronics and Telecommunication Engineering, ICMETE 2016, v. 2, n. 2, p. 504–507, 2017.

YU, Yifan e colab. Delta-Connected Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic. v. 64, n. 11, p. 8877–8886, 2017.

YU, Yifan e MEMBER, Student e KONSTANTINOU, Georgios. **Operation of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Power Plants Under Bridge Failures.** IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 62, n. 11, p. 7228–7236, 2015.

COMPUTADORES, 2006, Curitiba. **Anais...** Curitiba: Sociedade Brasileira de Computação, 2006. p. 179-194.

TOWNSEND, Christopher D.; SUMMERS, Terrence J.; BETZ, Robert E. Phase-shifted carrier modulation techniques for cascaded H-bridge multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 11, p. 6684-6696, 2015.

THANKACHY, GS Ariya; SHINY, G. Phase Shifted Carrier Modulation technique for Modular Multilevel Inverter. In: **2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES).** IEEE, 2016. p. 1-6.

DA SILVA, Fernando José Giffoni. **Estudo do Chaveamento por Vetores Espaciais em Modulação por Largura de Pulso em Conversores Multiníveis.** 2008. Tese de Doutorado. UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO.

RODRIGUES, Leonardo Acosta. Análise de conversor multinível com células em cascata de fonte dividida (split-source) aplicado à sistemas fotovoltaicos. 2019.

RODRÍGUEZ, José et al. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. **IEEE Transactions on industrial electronics**, v. 54, n. 6, p. 2930-2945, 2007.